

50X1-HUM

Page Denied

Technischer Bericht

H 203 b

**Thema: Untersuchung des Brenndauerüberwachungsgerätes
der Modellanlage.**

**Kurze Inhaltsangabe: Das 6-polige Brenndauerüberwachungsgerät
des MZ wird einer eingehenden experimentellen Untersuchung un-
tersogen. Hierbei wird sowohl auf das Arbeiten der einzelnen
Schaltgruppen in sich eingegangen als auch auf das Zusammenwirken
der kompletten Schaltung mit der Modellanlage bei Kommutierungs-
vorgängen des Wechselrichters.**

STAT

Inhaltsangabe.

	Seite
1. <u>Gang und Zweck der Untersuchungen</u>	1
2. <u>Zusatzspannung</u>	2
2.1 Schaltung und grundsätzliche Wirkungsweise	2
2.2 Technische Daten der untersuchten Mu-Drosselsteuerung	8
2.3 Untersuchung der magnetischen Eigen- schaften der Mu-Drossel	9
2.4 Impulshöhe- und Phase	14
2.5 Impulsteilheit	15
2.6 Parallelkondensator	17
2.7 Endgültige Schaltung für die Modellanlage	17
2.8 Kompensation	18
2.9 Endgültige Schaltung für die Grossanlage	19
2.10 Symmetrie der Impulse	21
3. <u>Wandler-Stabilisatorhaltung</u>	22
3.1 Schaltung und grundsätzliche Wirkungsweise	22
3.2 Stabilisatoren	22
3.21 Stromrichtung, Lebensdauer und Be- lastung	22
3.22 Strom- und Spannungskennlinie	25
3.23 Zündspitze	28
3.3 Stromwandler mit Stabilisatorbelastung	29
3.31 Amplitudenfehler	29
3.32 Winkelfehler	34
3.33 Zündspitzen bei lückendem Betrieb	43
4. <u>Gesamter Gitterkreis</u>	45
4.1 Zeitkonstante des Gitterkreises	45
4.2 Wandlerschwingung	46

	Seite
5. <u>Anoden- und Ausgangskreis</u>	47 71
5.1 Schaltung und Wirkungsweise	47 71
5.2 Impulsverlauf	48 85
5.3 Statische Anspruchswerte	49 78
6. <u>Gesamtschaltung in Zusammenarbeit mit der Modellanlage</u>	51 81
6.1 Schaltung und Wirkungsweise	51 81
6.2 Arbeitsweise der Fremddauerüberwachung bei Kippungen	52 82
7. <u>Leistungsleistungen</u>	54 84

Abbildungsverzeichnis.

- Abb. 1 Mu-Drosselsteuerung für Zusatzimpuls (Modellanlage).
- Abb. 2 Einfluss der Flankensteilheit der Zusatzspannung auf die Ansprechverzögerung.
- Abb. 3 Magnetisierungskurve der Mu-Drossel.
- Abb. 4 Verlauf der Impulsspannung.
- Abb. 5 Einfluss der Grösse des Nutzwiderstandes auf den Impulsverlauf.
- Abb. 6 Leerlaufkurven der Mu-Drossel bei verschiedenen Windungszahlen.
- Abb. 7 Leerlauf der Mu-Drossel
Osz. 1,2.
- Abb. 8 Gleichstrommessung der Mu-Drossel
Osz. 3,4.
- Abb. 9 Zusatzimpuls bei verschiedenen Windungszahlen der Mu-Drossel
Osz. 5,6.
- Abb.10 Zusatzimpuls bei verschiedenen Windungszahlen der Mu-Drossel
Osz. 7,8.
- Abb.11 Zusatzimpuls bei verschiedenen Speisepanspannungen
Osz. 9,10.

- Abb.12 Einfluss des Parallelkondensators der
Mu-Drossel auf den Impulsanstieg.
- Abb.13 Einfluss des Parallelkondensators auf den
Impulsanstieg
Osz. 11,12.
- Abb.14 Einfluss des Parallelkondensators auf den
Impulsanstieg
Osz. 13.
- Abb.15 Kompensationschaltung.
- Abb.16 Verlauf der Zusatzspannung mit und ohne
Kompensation.
- Abb.17 Mu-Drosselsteuerung für Zusatzimpuls
(Grossanlage).
- Abb.18 Zusatzspannung bei 110 V und 220 V Speise-
spannung.
- Abb.19 Wandler-Stabilisatorschaltung.
- Abb.20 Elektrodenanordnung des Stabilisators.
- Abb.21 Kondensatorentladung über Stabilisator
Osz. 14.
- Abb.22 Leerlaufkurve der Stromwandler.
- Abb.23 Wandlerströme
Osz. 15,16.
- Abb.24 Wandlerströme
Osz. 17.

- Abb.25** Fehlwinkel des Wandlers.
- Abb.26** Stabilisatorstrom- und Spannung während der Überlappung.
- Abb.27** Zündspitzen der Stabilisatorspannung.
- Abb.28** Wandlerströme- und Spannungen
Osz.18,19.
- Abb.29** Wandlerströme- und Spannungen
Osz.20,21.
- Abb.30** Wandlerströme- und Spannungen
Osz.22,23.
- Abb.31** Wandlerströme- und Spannungen
Osz.24,25.
- Abb.32** Schaltung des Anoden- und Ausgangskreises.
- Abb.33** Ausgangsimpuls der Brenndauerüberwachung.
- Abb.34** Zündaussetzer des Wechselrichters.
Osz.26.
- Abb.35** Zündaussetzer des Wechselrichters
Osz.27.
- Abb.36** Zündaussetzer des Wechselrichters
Osz.28.
- Abb.37** Zündaussetzer des Wechselrichters
Osz.29,30.
- Abb.38** Zündaussetzer des Wechselrichters
Osz.31,32.

- VII -

H 203b

- Abb.39 Stromlaufplan der Brenndauerüberwachung.
- Abb.40 Klemmschaltbild der Brenndauerüberwachung.
- Abb.41 Vorderansicht des Brenndauerüberwachungsgerätes.
des Gleichrichterbüros.

Anlagen: Stücklisten 1 und 2.

B 203b

**Untersuchung des Branddauerüberwachegerätes der
Modellanlage.**

1. Gang und Zweck der Untersuchungen.

In dem Bericht H Soja wurde eine einphasige Schaltung zur Überwachung der Branddauer eines Hauptgefäßes entwickelt und untersucht. Diese mit einem Wandler-Stabilisatorkreis und Zusatzspannung arbeitende Schaltung wurde für den Bau eines 6-phasigen Gerätes zu Grunde gelegt, das in der Apparatefabrik Treptow im Auftrage des NCK angefertigt und in der Modellanlage des GB eingehend geprüft wurde.

Entsprechend der Arbeitsweise der Schaltung erstreckte sich die Untersuchung zunächst auf einzelne in sich zusammengehörige Schaltungsgruppen, die auf das gesamte Gerät und dessen Zusammenwirken mit der Modellanlage eingegangen wurde. Zur Erläuterung der Reihenfolge der Untersuchungen sei daher an dieser Stelle nochmals kurz die Wirkungsweise der Schaltung erwähnt:

Die im Sekundärkreis der Haupttransformatoren liegenden Stromwandler sind sekundärseitig mit Stabilisatoren belastet und erzeugen einen Spannungsblock, dessen Amplitude von der Größe des Stromes praktisch unabhängig ist und dessen Breite der Branddauer entspricht. Diese Stabilisatorspannung ist mit einer Zusatzspannung steiler Front in Reihe geschaltet, deren Anstieg etwa $10 - 15^\circ$ vor dem Phasenschnittpunkt beginnt. Beide Spannungen liegen in Reihe mit einer negativen Vorspannung im Gitterkreis eines Thyatrones. Bei einem Kommutierungsversager überlappen sich infolge Zunahme der Branddauer Stabilisatorspannung und Zusatzspannung und bewirken eine Zündung des Thyatrones. Die Thyatronen aller zu überwachenden 6 Phasen arbeiten auf einem gemeinsamen Abgangstransformer und liefern eine Impulsspannung zur Zündung des Kurzschlußventils.

Die experimentellen Untersuchungen wurden nun in folgenden Stappen vorgenommen:

1. Zusatzspannung
2. Wandlerstabilisatorschaltung
3. Gesamter Gitterkreis
4. Anoden- und Ausgangskreis
5. Gesamtschaltung in Zusammenarbeit mit der Modellanlage.

Der Zweck der Untersuchungen war nach den mehr orientierenden Versuchen entsprechend Bericht H 203a eine mehr in die Einzelheiten der Schaltung gehende Prüfung, insbesondere der Erzeugung der Zusatzspannung auf magnetischem Wege, der zweckmäßigen Auslegung der einzelnen Schaltelemente beispielsweise der Stromwandler etc., so daß auf Grund dieser Ergebnisse das Brenndauerüberwachungsgerät für die Großanlage projektiert und gebaut werden kann.

2. Zusatzspannung.

2.1 Schaltung und grundsätzliche Wirkungsweise.

Bei den Vorversuchen wurde die Zusatzspannung durch eine Thyratronschaltung erzeugt (s. Bericht H 203a). Dies bedeutet für eine 6-phasige Schaltung einen ziemlichen Aufwand und es erscheint zweckmäßiger, hierfür ein magnetisches Verfahren zu verwenden. Da es für ein präzises Arbeiten der Brenndauerüberwachung wesentlich ist, daß die Front der Zusatzspannung eine große Steilheit aufweist, wurde eine Mu-Drossel-Steuerung vorgesehen, deren Schaltung für 2 Phasen in Abb.1 dargestellt ist.

Die Mu-Drossel L_2 liegt in Reihe mit den Widerständen $R_{z/2}$ an dem Transformator T_2 . Solange die Mu-Drossel im ungesättigten Bereich arbeitet, übernimmt sie praktisch die volle Spannung. Steigt der Fluß bis zur Sättigung an, so bricht die Induktivität wegen des scharfen Sättigungsknickes des Mu-Metalle zusammen und die gesamte Trafospaltung u tritt nun an den Widerständen $R_{z/2}$ auf. Diese an $R_{z/2}$ abgegriffene Impulsspannung u_2 wird in Reihe mit der negativen Vorspannung u_{z-} und der Stabilisatorspannung u_{st} in den Gitterkreis des Impulsthyratrons eingefügt.

Die Phasenlage des Impulses bestimmt den Ansprechwink der Brenndauerüberwachung, bei dessen Unterschreitung die Auslösung erfolgt und kann mittels des Drehreglers DR auf den gewünschten Wert eingestellt werden. Da in vorliegendem Falle nur geringe Winkeländerungen von maximal 30° notwendig sind, wird bei einer späteren Ausführung des Gerätes statt des Drehreglers ein R-C Glied oder ein Schwenktransformator mit entsprechenden Anzapfungen Verwendung finden können.

Parallel zur Ma-Drossel wurde späterhin ein Kondensator C_z geschaltet, der aber bei den ersten Versuchen noch nicht vorhanden ist.

Wie bereits erwähnt, hat die Steilheit des Zusatzimpulses einen wesentlichen Einfluß auf die Ansprechverzögerung. Dies sei anhand von Abb.2 erläutert. Die Stabilisatorspannung u_{st} der Wandlerschaltung wird bei normaler Kommutierung bei t_1 Null. Bei t_2 setzt die Zusatzspannung u_z ein. Bei einer Kommutierungsverzögerung bleibt die Stabilisatorspannung in voller Höhe erhalten. Hierzu addiert sich die Zusatzspannung u_z . Die resultierende Spannung hat den gestrichelten Verlauf. Bei einer negativen Vorspannung u_{g-} im Gitterkreis des Thyratrons würde dann in P die Zündung einsetzen. Die durch die Plankenneigung bedingte Ansprechverzögerung t_{gv} ist umso kleiner, je größer die Steilheit des Zusatzimpulses ist. Je später aber die Auslösung der Brenndauerüberwachung und somit die Zündung des Kurzschlußventils erfolgt, umso ungünstiger werden die Kommutierungsverhältnisse für das Kurzschlußventil. Die weiteren Untersuchungen waren demnach im wesentlichen darauf abgestellt, die Plankensteilheit weitgehend zu vergrößern. Die Anstiegszeit t_{gv} soll möglichst unter 3° liegen.

Man müssen zunächst einmal die grundsätzlichen Strom- und Spannungsverläufe der Ma-Drossel-Schaltung klargestellt werden, die im wesentlichen durch die Magnetisierungskurve der Ma-Drossel bestimmt werden.

Die Magnetisierungskurve ist schematisch in Abb.3 dargestellt. Bis zum Punkt a arbeitet die Drossel im ungesättigten Bereich mit einem großen induktiven Widerstand, der durch die Neigung der Geraden 1 bestimmt ist. Der Nutzwiderstand R_z ist durch die Neigung α der Widerstandsgeraden $a_z = 1 \cdot R_z$ gegeben.

+

H 203b

Die Maßstäbe sind in beiden Fällen so gewählt, daß die Neigung direkt dem Widerstand entspricht. Bis zum Punkt a liegt demnach fast die volle Spannung an der Drossel. Der Strom ist praktisch reiner Magnetisierungsstrom.

$$i_1 \cdot R_2 + L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} = u$$

$$i_1 = \frac{1}{L} \int u \cdot dt + \text{const.}$$

Bei a beginnt die Sättigung und die Induktivität nimmt bis auf einen geringen Restbetrag bei b ab. Diese Restinduktivität entspricht der Neigung β der Geraden 2. Nunmehr überwiegt der ohmsche Widerstand und es liegt fast die gesamte Spannung am Nutzwiderstand R_2 . Der Strom ist:

$$i_2 \cdot R_2 + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} = u$$

$$i_2 = \frac{u}{R_2}$$

Die induktiven Widerstände der Drossel im ungesättigten (ωL_1) und im gesättigten Bereich (ωL_2) seien im folgenden als Anfangswiderstand und Restwiderstand bezeichnet.

Abb.4 zeigt in einzelnen den Strom- und Spannungsverlauf. Die zugeführte Wechselspannung ist u. Die Drossel würde entsprechend ihrem Anfangswiderstand einen Strom i_1 aufnehmen, falls ausschließlich im ungesättigten Bereich gearbeitet wird. Die stark eingeseichnete Kurve entspricht dem tatsächlichen Stromverlauf und somit auch der Nutzwspannung u_2 am Widerstand R_2 . Bei b' läßt die Drossel aus dem gesättigten Bereich heraus und hat bei a' den ungesättigten Bereich erreicht. Nunmehr ist der Anfangswiderstand für den weiteren Stromverlauf maßgebend und der Stromverlauf i_1 ergibt sich durch Parallelverschiebung von i_2 . Im Punkt a beginnt nun wieder der Übergang in den gesättigten Bereich. Die Abrundung der Magnetisierungskurve zwischen a und b führt auch zu einer Abrundung der Stromkurve. In b ist der neue Induktivitätswert, den wir als Restinduktivität bezeichnet haben, erreicht. Nunmehr verlagert sich die gesamte Spannung auf den Nutzwiderstand. Diese Spannungsverlagerung erfolgt in Form eines

Ausgleichsvorganges und zwar einer e-Funktion, wenn man den Augenblickswert der Wechselspannung und die Restinduktivität während des Ausgleichsvorganges näherungsweise als konstant annimmt. Hieraus folgt, daß sich die Steilheit des Spannungsimpulses aus der Zeitkonstanten dieses Ausgleichsvorganges ergibt, der sich aus dem Verhältnis der Restinduktivität zum Nutzwiderstand berechnen läßt.

$$T = \frac{L_2}{R_z}$$

Um eine große Impulssteilheit zu erreichen, müßte man also den Nutzwiderstand R_z möglichst groß wählen. In der Wahl des Widerstandes ist man jedoch nicht vollständig frei, da hiermit noch mehrere andere Größen zusammenhängen, die den Impulsverlauf beeinflussen. Einerseits wird mit zunehmendem Nutzwiderstand im ungesättigten Bereich nicht mehr die gesamte Spannung an der Drossel liegen, sondern sich in immer stärkerem Maße auf den Widerstand verlagern. Dieser größere Spannungsabfall im ungesättigten Bereich führt dazu, daß die Impulshöhe an der Sprungstelle abnimmt. Außerdem kommt hinzu, daß mit zunehmendem Widerstand bei gleicher Speisespannung nach dem Durchlaufen des ungesättigten Bereiches der Strom an der Sprungstelle immer weniger in den gesättigten Bereich hineinfließt, da er durch den Widerstand auf kleinere Werte begrenzt wird. Hierdurch kommt die Restinduktivität kaum zur Geltung und es ist lediglich der gesättigte Bereich a, b für den Impuls maßgebend. Man erhält dann die in Abb.5 unten dargestellten Verhältnisse.

Die Verhältnisse sind umso günstiger, d.h. der Stromanstieg nach Beginn der Sättigung (Pkt.a) kann umso kleiner gehalten werden, je ausgeprägter der Knick der Magnetisierungskurve ist.

Der obere Teil der Abb.5 zeigt den anderen Extremwert eines kleinen Nutzwiderstandes relativ zum Anfangswiderstand der Drossel. Bis zum Eintritt der Sättigung ist zwar die Spannung am Nutzwiderstand praktisch Null, der Impulsanstieg erfolgt aber wegen der größeren Zeitkonstanten stark verzögert.

Versucht man andererseits durch kleinere Windungszahl die Größe der Restinduktivität und damit die Zeitkonstante zu verringern, so nimmt damit auch die Anfangsinduktivität L_1 ab, was bei gleichem Nutzwiderstand wieder zu einer Spannungszunahme an

Nutzwiderstand im ungesättigten Bereich führt.

Es ist also einerseits mit Rücksicht auf eine möglichst kleine Zeitkonstante des Ausgleichsverganges an der Sprungstelle erwünscht, den Nutzwiderstand möglichst zu vergrößern. Andererseits ist durch die beiden Forderungen, daß der Spannungsabfall in ungesättigten Bereich einen bestimmten maximalen Wert nicht überschreiten und der Maximalstrom an der Sprungstelle weit genug in den gesättigten Bereich hineinlaufen soll, ein bestimmter oberer Grenzwert des Nutzwiderstandes relativ zum Anfangswiderstand der Drossel vorgegeben. Man wird also den Nutzwiderstand so groß wählen, daß diese beiden letzten Forderungen eben noch erfüllt sind und damit ist auch das Optimum an Flankensteilheit erreicht. Verändert man nun die Anfangsinduktivität der Drosselspule beispielsweise durch Änderung der Windungszahl, so muß man den Nutzwiderstand dem Anfangswiderstand der Drossel anpassen. Verdoppelt man z.B. die Windungszahl, so wird R_z den vierfachen Wert annehmen. Gleichzeitig muß man aber auch die Spannung verdoppeln, um an der Sprungstelle auf dieselbe AV-Verhältnisse zu kommen, andernfalls ändert sich Verlauf und Steilheit der Impulsfront. Ist nun die feste Beziehung zwischen Nutzwiderstand R_z und Anfangswiderstand ωL_1 durch die Gleichung

$$R_z = \frac{\omega L_1}{K}$$

gegeben, so folgt daraus für die Zeitkonstante an der Sprungstelle

$$T = \frac{L_2}{R_z} = \frac{K}{\omega} \cdot \frac{L_2}{L_1} \quad [s]$$

$$T = 57,3 \cdot K \cdot \frac{L_2}{L_1} \quad [Grad]$$

Die Steilheit des Impulses ist also nur noch von dem Verhältnis der Restinduktivität zur Anfangsinduktivität, d.h. von dem Verhältnis der Neigung $lg\beta/lg\alpha$ der Magnetisierungskurve (s. Abb. 3) abhängig. Der Nutzwiderstand ändert sich quadratisch und die Speisespannung proportional mit der Windungszahl. Die Gesamtleistung am Nutzwiderstand ist konstant.

Um einen steilen und ausgeprägten Impuls zu erzielen, muß also die Magnetisierungskurve einen scharfen Sättigungsknick aufweisen.

große Differenz der Neigungen im gesättigten und ungesättigten Bereich aufweisen.

Neben der Impulsteilheit und den damit zusammenhängenden Fragen des optimalen Entwiderstandes interessiert noch der Phasenwinkel α_s des Sättigungssprunges, den man zweckmäßigerweise auf die Speisespannung bezieht (s. Abb. 9) von wesentlicher Bedeutung, denn der an der Sprungstelle vorhandene Augenblickswert der Wechselfspannung bestimmt ebenfalls die Höhe des Impulses. Bis zum Eintritt der Sättigung liegt praktisch die gesamte Wechselfspannung an der Drossel. Die bis zum Eintritt der Sättigung (Pkt. a) erforderliche Spannungsfäche ist einmal der Windungszahl proportional. Die Phase des Sättigungssprunges wird also z.B. bei konstanter Spannung mit zunehmender Windungszahl nach hinten verlagert und damit ändert sich auch die Höhe des Impulses. Verdoppelt man z.B. die Windungszahl, so muß man den Entwiderstand auf den vierfachen Wert erhöhen, um gleiche Steilheit zu erreichen. Bei gleicher Spannung wird dadurch der Maximalstrom nach dem Sprung verringert und die AB-Zahl auf rd. die Hälfte herabgesetzt. Dies wird bereits zu einer Abrundung des Impulses im unteren Bereich führen, da der Sättigungsknick (a, b) nunmehr zur Auswirkung kommt. Je schärfer der Sättigungsknick ist, desto weiter wird man den Impuls nachteilig verlagern können, ohne daß sich dieser im unteren Bereich allzusehr verschleift.

Die Phase des Impulses ist andererseits auch von der Spannungshöhe abhängig und wird z.B. mit abnehmender Spannung im nachteiligen Sinn verschoben. Auch hier tritt, wie bei Vergrößerung der Windungszahl, eine Abrundung des Impulses beim Anstieg auf.

Die größten Spannungsimpulse ergeben sich, wenn der Sättigungssprung in unmittelbarer Nähe des Spannungsscheitelwertes erfolgt. Dies ist auch aus einem anderen Grunde erwünscht. Eine weitere Zunahme der Zusatzspannung nach dem Sprung verringert nämlich die negative Gitterspannung des Thyratrons (s. Abb. 2). Andererseits soll die Zusatzspannung auch nicht unmittelbar nach dem Sprung abnehmen. Es können nämlich auch Kommutierungsversager auftreten, die sich strammäßig erst nach dem Phasenschnittpunkt in stärkerem Maße bemerkbar machen. Ist daher in einem gewissen

Bereits nach dem Phasenschnittpunkt die Zusatzspannung noch in ausreichender Höhe vorhanden, so kann auch in diesen Fällen die Brenndauerüberwachung das Kurzschlußventil ansprechen. Spätestens $30...40^\circ$ nach dem Phasenschnittpunkt sündet das nächste Hauptgefäß. Dann ist keine Kommutierung auf das Kurzschlußventil mehr möglich und auch somit der Impuls der Brenndauerüberwachung ohne Bedeutung. Andererseits wird man im bestenfalls die Zusatzspannung mit ihrer Flanke $15...20^\circ$ vor dem Phasenschnittpunkt legen. Es ist also einschließlich einer gewissen Sicherheit ausreichend, wenn die Zusatzspannung 60° lang mit genügender Amplitude zur Verfügung steht. Man wird also zweckmäßigerweise den Phasenwinkel α_z des Spannungssprunges auf den Halldurchgang der Speisenspannung der Ma-Drosselsteuerung bezogen, zu etwa

$$\alpha_z = 60^\circ$$

festlegen. Der zur Verfügung stehende Bereich, in dem noch keine Abnahme der Zusatzspannung unter dem Wert an der Sprungstelle auftritt, beträgt dann 60° und die Amplitudenzunahme rd. 15 %.

Nach den obigen Ausführungen über die Arbeitsweise der Ma-Drosselsteuerung soll nun auf die experimentellen Untersuchungen eingegangen werden.

2.2 Technische Daten der untersuchten Ma-Drosselsteuerung.

Der Nutswiderstand $R_z/2$ wurde mit Rücksicht auf die benötigte Steuerleistung zu

$$\frac{R_z}{2} = 5...10 \text{ k}\Omega$$

festgelegt. Bei einer negativen Vorspannung (s. Abb. 2) von

$$u_{g-} = 240 \text{ V}$$

und einer Stabilisatorspannung von

$$u_{st} = 140 \text{ V}$$

soll die Impulshöhe am Nutswiderstand ebenfalls

$$\hat{u}_z = 140 \text{ V}$$

betragen, bei einer Anstiegszeit von

$$t_{sv} = 2...3^\circ$$

Nach dem Sättigungseprung darf die Zusatzspannung nur um höchstens

$$\Delta u_z = 10V$$

ansteigen, um eine ausreichende negative Gitterspannung ($-90V$) zur Sperrung des Thyristors im Normalbetrieb zu gewährleisten.

Die Mn-Drossel hat folgende Daten:

Windungszahl:	6000, (0,1 mm \varnothing CuL)
Anzapfungen:	2000, 4000, 5000 Wdg.
ohmscher Widerstand:	Klasse 1..2, 2000 Wdg., R= 315 Ohm
	" 1..3 4000 " R= 665 "
	" 1..4 5000 " R= 860 "
	" 1..5 6000 " R= 1070 "

39 Bleche, 0,35 mm, Mn-Metall, M 42 ohne Luftspalt, überlappt geschichtet, Röh tr 1.

Der Netstransformator S_2 (Abb. 1) ist angelegt für:

primär:	230 V \pm 5 %
sekundär:	Zwische V, Anzapfungen 130/110/90 V 2 getrennte Wicklungen
Leistung:	20 VA

3.1. Untersuchung der magnetischen Eigenschaften der Mn-Drossel

Die Untersuchung der Mn-Drossel bestand zunächst in einer Aufnahme der Leerlaufkurven bei verschiedenen Windungszahlen, deren Verlauf in Abb. 6 dargestellt ist. Man erkennt den steilen Anstieg der Kurven und die sich hieraus ergebende hohe Anfangsinduktivität und die starke Abnahme des Widerstandes bei Eintritt der Sättigung. Die an den Leerlaufkurven aufgenommenen Oszillogramme 1 und 2 (Abb. 7) zeigen den Strom- und Spannungsverlauf für 2000 Wdg. im Sättigungsknick ($U_0 = 30V$) und im gesättigten Bereich ($U_0 = 40V$). Der Strom ist bereits bei 30 V stark verzerrt und erreicht einen Scheitelwert von 10 mA. Trotzdem kann man auch hier aus der mittleren Steigung der Leerlaufkurven in den einzelnen Abschnitten angenäherte komplexe Widerstandswerte

- 10 -

H 203 b

ableiten, die einen guten Einblick in die Arbeitsweise der Mundrosselsteuerung gewähren.

Der komplexe Widerstand der Drossel hat nach Abb.6 im ungesättigten Bereich bei verschiedenen Windungszahlen folgende Werte:

Windungszahl	komplexer Widerstand im Bereich 1 nach Abb.6
1000	15 000 Ohm
2000	60 000 Ohm
4000	240 000 Ohm
5000	374 000 Ohm
6000	540 000 Ohm

Je höher die Windungszahl ist, bei umso grösseren Spannungen und umso kleineren Strömen tritt die Sättigung ein. Sie beginnt bei etwa $0,6 AN_0$. Im gesättigten Gebiet tritt bei etwa $120 AN_0$ ein nochmaliger Knick der Kennlinie ein. Der dann noch verbleibende Restwiderstand enthält nur noch einen sehr geringen induktiven Anteil, der zudem mit kleinerer Windungszahl abnimmt und bei 4000 Wdg. praktisch gegenüber dem ohmschen Widerstand nicht mehr in Erscheinung tritt. Die komplexen und ohmschen Widerstandswerte sind in diesem zweiten Sättigungsbereich (2b)

Windungszahl	komplexer Widerstand in Bereich 2b nach Abb.6	ohmscher Widerstand
4000	650 Ohm	665 Ohm
5000	1000 Ohm	860 Ohm
6000	1200 Ohm	1070 Ohm

In dem ersten Sättigungsbereich (2a) ist die verbleibende Restinduktivität wesentlich grösser. Auch hier wird mit abnehmender Windungszahl die Abweichung des komplexen Widerstandes vom rein ohmschen Widerstand immer geringer und ist bei 1000 Wdg. praktisch überhaupt nicht mehr vorhanden.

-11-

H 203b

Windungszahl	komplexer Widerstand im Bereich 2a nach Abb.6	ohmscher Widerstand
1000	200 Ω	210 Ω
2000	500 Ω	315 Ω
4000	1700 Ω	665 Ω
5000	2200 Ω	860 Ω
6000	3600 Ω	1070 Ω

Das für die Arbeitsweise der Ma-Drosselsteuerung wesentliche Widerstandsverhältnis liegt im Bereich 1 und 2a in der Größenordnung von 1 : 100. Die weitere Abnahme des Widerstandes beim Übergang in den Bereich 2b ist dem gegenüber belanglos ($< 1:3$). Da ein Widerstandsverhältnis von 1 : 100 praktisch genügt, ist es vollauf ausreichend, wenn man in dem 2a-Bereich arbeitet. Eine weitere Vergrößerung der AW-Zahl bringt dann prozentual nicht mehr viel.

Rechnet man mit einer Spannung von 140 V an der Sprungstelle und mit einem Nutzwiderstand von $Z = 5 \dots 2 \times 10 \text{ k}\Omega$, so würde sich ein Strom von

$$I = 7 \dots 14 \text{ mA}$$

ergehen. Man würde dann auch bei 1000 Windungen noch so weit im Sättigungsbereich liegen, daß sich die Abrundung des Sättigungsknickes nicht störend bemerkbar machen würde. Allerdings würde bei 1000 Windungen das Widerstandsverhältnis zu ungünstig sein und zu große Spannungsschfälle in ungesättigten Bereich ergeben.

Da, wie auch die oscillographischen Untersuchungen bestätigt haben, ein Widerstandsverhältnis von 1...4 in ungesättigten Bereich ($K = 4$) genügt, so würden bei einem Nutzwiderstand von $Z = 5 \dots 2 \times 10 \text{ k}\Omega$ Windungszahlen von 2000 Windungen und mehr in Frage kommen. Bei höheren Windungszahlen liegt dann nach dem Sättigungssprung allerdings nicht mehr die gesamte Spannung an dem Nutzwiderstand, da sich der komplexe Widerstand der Drossel bereits bemerkbar macht. Mit diesen hohen Windungszahlen kann man allerdings sowieso nicht arbeiten, da hier, wie nachstehend gezeigt wird, die Leitkonstante des Impulsanstieges viel zu groß wird.

-12-

Berechnet man nämlich aus den komplexen und ohmschen Widerständen die Restinduktivität im ersten Sättigungsbereich, so ergibt sich:

Windungszahl	induktiver Widerstand	Restinduktivität
1000	-	0,31 Hy (extrapoliert aus 2000 Wdg.)
2000	309 Ω	1,24 Hy
4000	1239 Ω	4,88 Hy
5000	1549 Ω	6,45 Hy
6000	2409 Ω	10,9 Hy

Die Restinduktivität nimmt quadratisch mit der Windungszahl zu. Damit werden die Zeitkonstanten des Impulsanstieges bei einem Nutzwiderstand von $2 \times 5 \dots 2 \times 10 \text{ k}\Omega$ etwa:

Windungszahl	Nutzwiderstand	Zeitkonstante
1000	$2 \times 10 \text{ k}\Omega$	0,3°
"	$2 \times 5 \text{ k}\Omega$	0,6°
2000	$2 \times 10 \text{ k}\Omega$	1,1°
"	$2 \times 5 \text{ k}\Omega$	2,2°
4000	$2 \times 10 \text{ k}\Omega$	4,4°
"	$2 \times 5 \text{ k}\Omega$	8,8°
5000	$2 \times 10 \text{ k}\Omega$	5,8°
"	$2 \times 5 \text{ k}\Omega$	11,6°
6000	$2 \times 10 \text{ k}\Omega$	9,9°
"	$2 \times 5 \text{ k}\Omega$	19,7°

Da man praktisch die Zeitkonstante des Impulses gleich der Ansprechverzögerung t_{av} (s. Abb. 2) setzen kann, so ergibt man aus dieser Aufstellung, daß bei Nutzwiderständen von $2 \times 5 \dots 2 \times 10 \text{ k}\Omega$ praktisch überhaupt nur Windungszahlen von 1000...3000 Wdg. in Frage kommen, wenn die Ansprechverzögerung durch die Impulsneigung nicht mehr als $2 \dots 3^\circ$ betragen soll.

Da bei 1000 Wdg. der Anfangswiderstand sowieso zu gering ist, kommen also praktisch nur

2000...3000 Wdg.

in Betracht. Größere Windungszahlen führen lediglich zu einer größeren Restinduktivität und Abflachung der Impulse. In späteren

Nachdem nun die magnetischen Eigenschaften der Mu-Drossel genügend beleuchtet sind, soll nachstehend auf die Gesamtschaltung der Mu-Drosselsteuerung eingegangen werden.

2.4. Impulshöhe und Phase.

Wie bereits erwähnt, wird mit der Windungszahl der Phasenwindung α_z des Spannungssprunges und damit auch die Impulshöhe vergrößert. Dies ist aus den Oss. 5...8 (Abb.9,10) ersichtlich. Bei Phasenwinkel vergrößert sich von $\alpha'_z = 37^\circ$ auf $\alpha'_z = 64^\circ$, wenn man die Windungszahl von 1000 auf 6000 Windungen erhöht (α'_z ist auf den Nulldurchgang des Drosselstromes bezogen). Die speisende Spannung beträgt dabei $U = 180$ V mit einem Scheitelwert von $\hat{U} = 254$ V.

Der Phasenwinkel des Sättigungssprunges ist bei fester Windungszahl auch von der Größe und Frequenz der Netzspannung abhängig. Da der Sättigungssprung immer von der Spannungseffekte abhängt wird der Phasenwinkel mit abnehmender Netzspannung und mit zunehmender Frequenz zunehmen.

Bei einer Abnahme der Frequenz erfolgt daher eine Vergrößerung des Ansprech-Löschwinkels. Als mittleren Wert kann man für die Frequenzabhängigkeit eine Winkeländerung von maximal 1° bei 1% Frequenzänderung zugrunde legen. Man wird also die Phasenlage der Zusatzspannung so einstellen, daß man bei der Nennfrequenz mit dem normalen Ansprech-Löschwinkel oder mit Rücksicht auf die zu erwartenden Frequenzabsenkungen des Netzes mit einem etwas geringeren Ansprech-Löschwinkel arbeitet. Bei Frequenzabsenkungen wird sich dann eine geringe Zunahme des Ansprech-Löschwinkels ergeben, die bei den normalerweise auftretenden Frequenzänderungen ohne Bedeutung sein wird.

Bei einer Abnahme der Spannung wird durch die Vergrößerung des Phasenwinkels der Ansprech-Löschwinkel verkleinert. In der Oss. 9,10 (Abb.11) beträgt die Spannung $U = 150$ V bzw. 380 V bei 4000 Wdg. der Mu-Drossel und einem Nutzwiderstand von $20 \text{ k}\Omega$. Man erkennt, daß bei $U = 380$ V der Sättigungssprung etwas früher erfolgt, als bei $U = 150$ V. Die Winkeländerung beträgt im Mittel etwa $1...2^\circ$ für 5% Spannungsänderung. Diese Winkeländerung

Minderung ist unerwünscht. Man muß daher die Mo-Drosselsteuerung mit möglichst konstanter Spannung speisen. Diese Spannung muß außerdem eine feste Phasenlage relativ zur Netzspannung des Wechselrichters aufweisen, vor allem auch bei Netzstörungen und Unsymmetrien. Es ist daher in der Großanlage die Speisung der Mo-Drosselsteuerung von einem getrennten Synchron-Synchron-Uniformer vorgesehen.

Diese Fragen der Spannungs- und Frequenzabhängigkeit des Ansprechwinkels können endgültig erst durch den Betrieb der Großanlage geklärt werden.

2.5. Impulsteilheit

Es wurde zunächst vermutet, daß die Streuung des Netztransformators T_g (s. Abb. 1) und des davorliegenden Drehreglers DR einen Einfluß auf die Impulsteilheit haben und hier die Ursache für die nach der Sättigung der Drossel noch verbleibende Induktivität zu suchen ist. Ein Kondensator parallel zur Sekundärseite des Netztransformators beeinflusste jedoch die Impulsteilheit in keiner Weise, außerdem war in dem Verlauf der Speisespannung keine Spannungsabsenkung durch den Impulestrom zu erkennen.

Eine weitere Möglichkeit wäre in der noch verbleibenden Luftstreuung der Mo-Drossel nach Sättigung des Kernes gegeben. Es wurden daher Steilheitsmessungen bei gleicher Windungszahl, aber verschiedener räumlicher Lage der Wicklungen vorgenommen. Es zeigten sich keine Unterschiede. Desgleichen ergab die Messung der Strom-Spannungskennlinien der Drosseln ohne Kern, daß der komplexe Widerstand mit dem ohmschen Widerstand vollständig identisch, also praktisch kein Streuwiderstand vorhanden ist. Eine überschlägige Berechnung ergibt für die Spule (Ktr 1) eine Luftstreuung unter $1 \text{ mH} (= 0,3 \text{ Ohm})$. Die den Impulsanstieg verzögernde Induktivität kann also nur durch die Bestinduktivität hervorgerufen werden, die durch das Mo-Metall bedingt ist. Diese Vermutung findet auch dadurch ihre Bestätigung, daß die Strom-Spannungskennlinien in dem ersten Sättigungsbereich gekrümmt sind (s. Abb. 6), was hauptsächlich bei den höheren Windungszahlen in Erscheinung tritt und daß also hier noch eine weitere Sättigung des Kernes stattfindet. Es ist durchaus denkbar, daß dies auch durch den Aufbau der Drosselspule als Kerntype bedingt ist und sich bei einer Ringdrossel, deren Wicklung das Kernpaket allseitig umschließt, günstigere Verhältnisse ergeben. Weitere Untersuchungen wurden in dieser

noch nicht angestellt, da die erreichten Flankensteilheiten für den vorliegenden Fall als ausreichend anzusehen sind.

Die Restinduktivität nimmt, wie bereits in Abschnitt 2.3 behandelt, quadratisch mit der Windungszahl zu. Die Steilheit des Impulses verringert sich daher, wie die Ges. 5...8 (Abb. 9,10) für einen Nutzwiderstand von 5 k Ω m bzw. 10 k Ω m zeigen, ebenfalls stark mit zunehmender Windungszahl.

Ferner erkennt man aus den Ges. die Zunahme des Anfangswiderstandes und die Abnahme des Stromes im angeregten Bereich bei größerer Windungszahl. Bei 6000 Wdg. sind Strom und Spannung des Nutzwiderstandes praktisch Null.

Für einen Nutzwiderstand von 2×10 k Ω m wurden folgende maximale Steilheiten des Impulses bei einem Scheitelwert des Impulses von 140 V ermittelt:

Windungszahl	Steilheit
2000	12 V/ μ s
4000	15 "
5000	18 "
6000	21 "

Dies ergibt eine annähernd quadratisch mit der Windungszahl abnehmende Steilheit.

Der Einfluß des Nutzwiderstandes auf die Steilheit ist zwar vorhanden, aber nicht so groß, wie sich bei Abnahme einer konstanten Restinduktivität (s. Abschnitt 2.3) ergibt. Dies wird dadurch bedingt sein, daß die Restinduktivität an der Sprungstelle des Impulses in Wirklichkeit keine konstante Größe ist, sondern wie bereits erwähnt, von Strom abhängig und somit bei größerem Nutzwiderstand ebenfalls größer ist. Die gemessenen maximalen Steilheiten betragen z.B. bei 2000 Wdg.:

Nutzwiderstand	maximale Steilheit
$2 \times 2,5$ k Ω m	20 V/ μ s
2×5 "	24 "
2×10 "	31 "

Nach diesen mehr orientierenden experimentellen Untersuchungen soll nachstehend auf die Verbesserung der bisherigen Schaltung und die endgültige Ausführung für das Gerät der Großanlage eingegangen werden.

2.6 Parallelkondensator

Da sich bei den bisher gemessenen Steilheiten noch zu große Anstiegsverzögerungen ergeben, wurde versucht, den Ausgleichsvorgang bei Eintritt der Sättigung durch eine Parallelkapazität zur Drosselapule zu beeinflussen. Es zeigte (s. Abb. 12) sich, daß die Anfangsteilheit des Impulses durch den Kondensator nicht vergrößert wird. Es kann vielmehr bei zu großen Kondensator zu einer Abflachung des Impulses kommen. Bei richtig bemessenen Kondensator kann aber die Steilheit am Ende des Impulses erheblich vergrößert werden, da man statt des exponentiellen Verlaufs eine Schwingung erhält. Daneben hat der Kondensator den Vorteil, daß er die Amplitude des Spannungsimpulses erhöht und damit den Spannungsunterschied gegenüber dem Scheitelwert der Zusatzspannung vergrößert.

2.7 Endgültige Schaltung für die Hochspannung

Die Schaltung gemäß Abb. 1 wurde mit einem Nutzwiderstand von

$$R_z = 2 \times 10^4 \Omega$$

und einer Nu-Drossel mit

$$w = 3000 \text{ Wdg}$$

ausgeführt. Die sekundäre Transformatorspannung betrug

$$U = 220 \text{ V}$$

bei einer Primärspannung von 420 V.

Die Ges. 11...13 (Abb. 13...14) zeigen den Verlauf der sekundären Transformatorspannung und der gesamten Impulsspannung an 20 kOhm Widerstand für verschiedene Werte der Parallelkapazität. Bei $C_g = 0$ ergibt sich ein Unterschied von 30 V zwischen Impulsspannung und Scheitelwert der Zusatzspannung. Bei $C_g = 10000 \text{ cm}$ kann man bereits ein erhebliches Überschwingen feststellen. Außerdem nimmt hier der Spannungsabfall im ungesättigten Bereich bereits

zu. Der optimale Wert ergibt sich für

$$C_2 = 5000 \text{ cm}$$

Der Scheitelwert des Impulses stimmt mit dem Scheitelwert der Zusatzspannung überein. Dieser Kondensator wurde in die Schaltung eingebaut. Es wurden in dieser Schaltung mit den obigen Daten die Anstiegszeiten der Impulse gemessen. Hierzu ist noch folgendes zu sagen:

Legt man für die Spannungsverhältnisse im Gitterkreis die Werte der Abb.2 zu Grunde, so würde bei einer Kippung die Zündung des Thyristors der Brenndauerüberwachen, nach einem Anstieg des Impulses auf etwa 100 V erfolgen. Andererseits kann man, da die Stabilisatorspannung im Normalbetrieb ebenfalls eine gewisse Neigung der rückwärtigen Flanke aufweist, die Zusatzspannung soweit vordrehend verschieben, daß eine gewisse Überlappung der Stabilisatorspannung und der Zusatzspannung bereits im Normalbetrieb auftritt. Darauf wird später noch näher eingegangen werden. Man kann als Anstiegsverzögerung die Zeit für den Spannungsanstieg von etwa 20 V auf 100 V definieren. Dieser Wert liegt den folgenden Messungen zu Grunde.

Nutzwiderstand	Parallelkondensator	Anstiegswert
R_N	C_2	20...100 V
2 x 10 kOhm	0	4,6°
2 x 15 "	0	3,9°
2 x 20 "	0	3,2°
<u>2 x 10 "</u>	<u>5000 cm</u>	<u>3,2°</u>
2 x 10 kOhm	10000 cm	3,8°

1.8 Kompensation

Eine weitere Verbesserung der Schaltung, die mit geringem zusätzlichen Aufwand möglich ist, besteht in der Möglichkeit, den Spannungsabfall des Nutzwiderstandes im ungesättigten Bereich zu kompensieren. Dieser Spannungsabfall macht sich vor allem bei Verwendung größerer Nutzwiderstände, die ja größere Steilheiten ergeben, unangenehm bemerkbar, da er einmal die Höhe der Impulsspannung verringert und zum anderen sich im Gitterkreis des Impulsthyristors zu der Stabilisatorspannung addiert und

die negative Gitterspannung herabsetzt. Als Kompensationsspannung u_x wird eine Wechselspannung verwendet, die der Zusatzspannung u_z entgegengeschaltet ist (s. Abb. 15) und einer Anpassung des Transformators auszuweichen wird. Man kann hiermit Anstiegsseiten von unter γ^0 erreichen. Bei ausreichender Kompensation kann man den Spannungsverlauf im ungesättigten Bereich so weit ins Negative drücken, daß der Spannungsanstieg bei der Sättigung bereits mit einem steilen Anstieg von Null aus beginnt (s. Abb. 16).

Die Schaltung der Ma-Drosselsteuerung für alle 6 Phasen ist nun gemäß Abb. 1 so angeführt, daß immer 2 um 180° versetzte Impulse von einem gemeinsamen Transformator gespeist werden. Die Mittelpunkte aller Sekundärwicklungen sind mit der negativen Vorspannung u_g verbunden und in den Anlaufstrom, die zu den Gittern führen, liegen die Wandler-Stabilisator-Schaltungen. Eine Kompensation durch Abgriff der Kompensationsspannung an den Hochtransformator ist in dieser Schaltung nicht möglich. Für den Gerät der Großanlage ist daher eine Anführung des Sternpunktes der sechsphasigen Ma-Drosselsteuerung notwendig. Die Zusatzspannungen werden dann unmittelbar an Gitter eingeleitet und die Wandler-Stabilisator-Schaltung gemeinsam an die negative Vorspannung gelegt (s. Abb. 17). In dem Gerät für die Modellanlage wurde die Kompensation nicht vorgesehen und die Schaltung gemäß Abb. 1 belassen.

Diese Auftrennung des Sternpunktes der Ma-Drosselsteuerungen ist auch noch aus einem anderen Grunde erwünscht. Es zeigte sich nämlich, wie in Abschnitt 4 noch näher behandelt wird, daß durch die Zusatzspannung bei leerlaufenden Stromwandlern infolge der Kopplung der Wandlerwicklung Schwingungen auftreten, die zu einem Stören der Impulsthyratrons führen.

2.2 Endgültige Schaltung für die Großanlage

Die endgültige Schaltung für die Großanlage wird also folgende Änderungen gegenüber der Modellanlage aufweisen:

- a) Auftrennung der Ma-Drosselsteuerung in 6 einphasige Systeme
- b) Einfügung einer Kompensationsspannung
- c) Parallelkondensator zur Ma-Drossel.

-20-

H 203b

Die Schaltung ist in Abb.17 dargestellt. Die Stromwandler W sind über die negative Vorspannung U_g sekundärseitig mit der Kathode der Impulsthyratrons Th verbunden. In den Außenleitern liegen die Ma-Broschelsteuereungen. Diese Schaltung wurde einphasig an dem Gerät der Modellanlage untersucht.

Die Windungszahl der Broschel beträgt

$$w = 2000 \text{ Wdg}$$

bei einem Nutsenderstand von

$$R_z = 10 \text{ k}\Omega$$

Ohne Kompensation beträgt die Sekundärspannung der Netztransformatoren

$$U = 110 \text{ V}$$

Die Abb.18 zeigt die Form der Impulse bei der früheren Schaltung mit 3000 Windungen und der endgültigen Schaltung mit 2000 Windungen, allerdings noch ohne Kompensation.

Der Anfangswiderstand ist jetzt auf $4/9 \sim 0,5$ herabgesetzt. Da auch R_z entsprechend kleiner ist, bleibt der prosentuale Spannungsabfall an R_z im ungesättigten Bereich annähernd derselbe. Die Impulsteilheit ist nur unwesentlich größer geworden. Da die Spannung stärker vermindert wurde als die Windungszahl, wird der Sättigungssprung etwas nachteilig verlagert. Da der Strom derselbe ist, die Windungszahl aber auf $2/3$ verringert wurde, ergeben sich kleinere ΔW -Schlen, die zu einer etwas größeren Abrundung beim Impulsanstieg führen.

In dieser Schaltung wurden auch die Anstiegszeiten des Impulses gemessen.

Anstieg	Parallelkapazität	Anstiegszeit
20 V ... 100 V	5000 cm	3,5 ⁰

Mit Kompensation beträgt die sekundäre Transformatorspannung

$$U = 130 \text{ V}$$

bei einer Kompensationsspannung von

$$U_k = 24 \text{ V}$$

-21-

Hierbei ergibt sich die optimale Größe des Parallelkondensators zu

$$C_2 = 10000 \text{ cm}$$

Die Anstiegszeit ist dann:

$$t_{20..100V} = t_{9V} = 2,8^\circ$$

Der Scheitelwert der Impulsspannung stimmt mit dem Scheitelwert der Zusatzspannung überein und beträgt

$$\hat{u}_2 = 140 \text{ V} = \hat{u}$$

2.10 Symmetrie der Impulse

Abschließend wurde noch die Symmetrie der Nu-Drosselsteuerung der 6 Phasen untersucht, und zwar in der endgültigen Schaltung für die Metallanlage entsprechend Abb.1 (s. Abschnitt 2.7).

Die Abweichungen der Sekundärspannungen der Netztransformation waren betragen unter 1 %, liegen also bereits im Bereich der Meßgenauigkeit. Die Spannungshöhe durch die Belastung sind 1...2 %.

Die Versägrungszeiten von 20...100 V Anstieg haben für die 6 Phasen folgende Werte:

R	S	T
3,18°	3,05°	3,18°
3,18°	3,05°	3,18°

Zur Kontrolle der Phasenlage der Impulse wurde der Abstand des 100 V-Wertes der Impulsfrent vom Nulldurchgang der Speisenspannung ermittelt. Diese Winkel betragen:

R	S	T
51°	50°	50,5°
51°	49,5°	49°

Die Symmetrie ist also recht gut, die maximalen Abweichungen sind $\pm 1^\circ$.

3. Wandler-Stabilisatorschaltung.

Nach der Untersuchung der Zusatzspannung der Ma-Drosselsteuerung soll nunmehr die Wandler-Stabilisatorschaltung geprüft werden.

3.1 Schaltung und grundsätzliche Wirkungsweise

Die Schaltung ist in Abb.19 für 2 Phasen dargestellt. Auf der Sekundärseite des Haupttransformators HT liegt in jeder Phase ein Stromwandler W mit 2 Sekundärwicklungen. Jede Sekundärwicklung ist mit einem Stabilisator $St_{1,2}$ belastet, der einen von der Stromhöhe unabhängigen annähernd rechteckförmigen Spannungsblock u_{st} liefert. Dieser wird in Reihe mit der Zusatzspannung u_z und der negativen Vorspannung u_g in den Gitterkreis des Impulsthyratrons Th eingefügt. Da nur eine Stabilisatorspannung von 140 V benötigt wird, sind nur 2 Strecken in Betrieb, die übrigen beiden sind kurzgeschlossen. Um die Zündung des Stabilisators zu erleichtern, sind Zündwiderstände R_{zw} vorgesehen.

Die Verwendung zweier Stabilisatoren sollte bewirken, daß jeder Stabilisator möglichst nur in einer Stromrichtung beansprucht wird. Beide Stabilisatoren sind daher in entgegengesetzten Sinn an die Wandler angeschlossen, wobei der Unterschied der Zündspannungen die jeweils richtige Stromverteilung bewirken soll. Außerdem würde bei Ausfall eines Stabilisators der zweite automatisch den Strom übernehmen und die Arbeitsweise des Gerätes sicherstellen.

3.2 Stabilisatoren

Die Verwendung der Stabilisatoren als Belastung von Wechselstromwandlern brachte einige spezielle Probleme mit sich, die nachstehend erörtert werden sollen.

3.21 Stromrichtung, Lebensdauer und Belastung.

Die Stabilisatoren sind so gebaut, daß sie normalerweise nur mit einer bevorzugten Stromrichtung, d.h. mit Gleichstrom, betrieben werden. Je nach der Anzahl der Glimmstrecken sind entsprechend Abb.20 mehrere Kapfen übereinander angeordnet, von denen jeweils die innere als Anode (+B₃) und die äußere als Kathode (-C) verwendet wird. Die Kathode kleinster Oberfläche (S_0) bestimmt die

Nennstrom des Stabilisators. Die Kappen sind, abgesehen von der Anode B_3 , innen mit Bariumacid aktiviert. Hierdurch wird eine gleichmäßige Verteilung der sich an der Innenseite der Kappen ansetzenden Glimmhaut bewirkt und hiermit eine gute Spannungs-konstanz und Stabilität erreicht.

Die Lebensdauer der Stabilisatoren ist dadurch begrenzt, daß im Laufe der Zeit durch das Aufprallen der positiven Ionen und Neutralteilchen auf die Kathode das Bariumacid zerstäubt wird. Die abgestäubten Teilchen ergeben chemische Reaktionen mit dem Füllgas (Helium) und setzen die Brennspannung und Zündspannung herauf. Die Lebensdauer ist also von der strommäßigen Belastung des Stabilisators abhängig. Durch entsprechende Überdimensionierung wird man eine Lebensdauer von 1000 Std. bis zu mehreren Jahren erreichen können. Im übrigen ist ein geringer Anstieg der Brennspannung des Stabilisators in vorliegendem Fall nicht weiter kritisch, da in der negativen Gitterspannung bereits eine gewisse Sicherheit enthalten ist und, falls diese bei allen 6 Phasen gleichzeitig erfolgt, durch Änderung der negativen Gitterspannung berücksichtigt werden kann.

Betreibt man nun die Stabilisatoren, wie es beim Anschluß an einen Wechselstromwandler gegeben ist, auch in der anderen Stromrichtung, so ist dabei zu beachten, daß sich bei dieser Stromrichtung die Glimmentladung an der nichtaktivierten Gegenelektrode ausbildet. Es entsteht dann keine Glimmhaut, sondern einzelne Glimmpunkte. Außerdem hat das Bariumacid die Tendenz, auf die Gegenelektrode zu wandern und somit die Lebensdauer zu verringern. Grundsätzlich müßte es möglich sein, beide Elektrodenflächen zu aktivieren und die Stabilisatoren damit auch für Wechselstrombeanspruchungen geeigneter zu machen.

Um die Möglichkeit einer Beanspruchung in der umgekehrten Stromrichtung weitgehendst auszuschließen, wurden je Wandler 2 Stabilisatoren vorgesehen (s. Abb. 19), die im entgegengesetzten Sinn an 2 getrennte Wandlerwicklungen angeschlossen sind. Hierbei wurde angenommen, daß sich infolge der unterschiedlichen Zündspannungen der Stabilisatoren in den beiden Stromrichtungen die gewünschte Stromverteilung ergeben würde. Die Versuche zeigten jedoch, daß diese Stromverteilung nicht immer gewährleistet ist.

-24-

H 203b

und sich hierdurch keine eindeutigen Verhältnisse ergeben. Es wäre allenfalls die Verschaltung von Treibengleichrichtern notwendig.

Man kann jedoch auch durch Herabsetzung der Belastung günstigere Bedingungen für einen Betrieb des Stabilisators mit Wechselstrom erreichen. Unter diesen Voraussetzungen wird man mit der entgegengesetzten Stromrichtung arbeiten können, ohne die Lebensdauer und Arbeitsweise der Stabilisatoren nachteilig zu beeinflussen:

Es wurde daher die Stabilisatortype

St V 200/80

mit 4 Glühlampen und 80 mA Gleichstrombelastung vorgesehen. Da nur eine Stabilisatorspannung von 110 V benötigt wird, wurden die beiden Lampenströme, die wegen der kleineren Oberflächen die größte Bräunung aufzuweisen haben, kurzgeschlossen. Die Durchmesser der einzelnen Zylinder betragen:

ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	0	-0
12 mm	19 mm	26 mm	79 mm	40 mm

In der normalen Stromrichtung hat dann bei Benützung der beiden äußeren Ströme (ϕ_2 -0-0) die kleinste Kathode einen Durchmesser von 79 mm. Die zulässige Belastung wäre dann, wenn man die Zunahme der Höhe des Zylinders nicht berücksichtigt:

$$I = \left(\frac{79}{79}\right)^2 \cdot 80 = 260 \text{ mA.}$$

In der umgekehrten Stromrichtung hat die kleinste Kathode einen Durchmesser von 26 mm. Die zulässige Belastung wird dann:

$$I = \left(\frac{26}{79}\right)^2 \cdot 80 = 150 \text{ mA.}$$

Wenn man die Stabilisatoren also mit einem Scheitelwert des Strombleches von

50..100 mA

betrübt, ist die Forderung geringer Belastung erfüllt und es wird der Betrieb in beiden Stromrichtungen möglich sein.

Hierbei ist zu berücksichtigen, daß die Belastung dadurch weiterhin herabgesetzt wird, daß

- 1.) der Strom sich normalerweise bei ungleichen Zündspannungen der Stabilisatoren in den beiden Stromrichtungen auf die beiden antiparallelschalteten Stabilisatoren aufteilt.
- 2.) zwischen den einzelnen positiven und negativen Stromblöcken, wenn man von dem evtl. auftretenden geringen Magnetisierungsstrom (s. Abschnitt 3.3) zunächst absieht, stromlose Pausen von 35...40° liegen.

Eine Verringerung der Normallast der Stabilisatoren ist in vorliegendem Fall auch mit Rücksicht auf die Überströme erwünscht, die bei Störungen in der Stromrichteranlage in Höhe des sechsfachen Nennstroms auftreten können. Da diese Überlastungen nur sehr kurzzeitig auftreten (1-2 Perioden), dürfte dies noch nicht zu einer Beschädigung des Stabilisators führen.

Trotzdem die Antiparallelschaltung der Stabilisatoren über 2 getrennte Wandlerwicklungen nicht immer zu eindeutigen Stromverhältnissen führte, wurde diese Schaltung für das Gerät der Modellanlage beibehalten. Für das Gerät der Großanlage wurde jedoch mit Rücksicht auf die Wandlerbemessung (s. Abschnitt 3.31) je Phase ein getrennter Wandler verwendet, der sekundärseitig mit einem Stabilisator StV 280/80 belastet war (s. Abb. 17). Der Wandler war so ausgelegt, daß der Stabilisator bei Nennstrom mit einem Scheitelwert

$$\hat{i}_s = 100 \text{ mA}$$

in beiden Stromrichtungen beansprucht wurde bei $\hat{u}_{gt} = 140 \text{ V}$.

3.22 Strom- und Spannungskennlinie

Es wurden die Kennlinien verschiedener Stabilisatoren der Type StV 280/80 mit Gleichstrom in beiden Stromrichtungen gemessen. Die Strecken $B_3 - B_2 - B_1$ waren dabei kurzgeschlossen. Die Messungen an diesen Stabilisatoren, die größtenteils nicht mehr neuwertig waren, sind nachstehend zusammengestellt. Hierbei bedeuten + und - die normale und die entgegengesetzte Stromrichtung.

-26-

H 2 71

Nr.	Strom	Spannung	Spannungs- abfall	innerer Widerstand
1)	+ 10...80 mA	135...139 V	4 V	57 Ohm
	- "	150...161 V	11 V	86
2)	+ 10...80 mA	131...139 V	8 V	115
	- "	162...190 V	28 V	400
3)	+ 10...80 mA	140...143 V	3 V	43
	- "	161...172 V	11 V	157
4)	+ 10...80 mA	134...140 V	6 V	86
	- "	160...177 V	17 V	243
5)	+ 10...80 mA	130...134 V	4 V	57
	- "	162...168 V	26 V	370
6)	+ 10...80 mA	145...149 V	4 V	57
	- "	151...159 V	8 V	115
7)	+ 10...80 mA	134...139 V	5 V	71
	"	149...158 V	9 V	129
8)	+ 10...80 mA	149...151 V	2 V	29
	"	142...148 V	6 V	86

Die gemessenen Spannungsabfälle und inneren Widerstände liegen zwischen

2..8 V 29.. 115 Ω Vorwärtsrichtung

6..28 V 86..400 Ω Rückwärtsrichtung

Außerdem liegen die Spannungen in der Rückwärtsrichtung bei 10 mA um

5..30 V

höher als in der Vorwärtsrichtung.

Dies ist durch das Einbrennen der Stabilisatoren nach der Produktion in der normalen Stromrichtung bedingt. So ergeben sich bei dem OSW vorbehandelter 280 mA-Stabilisator StV 150/280 in der normalen Stromrichtung folgende Werte:

5..200 mA

152.. 157 V

69

und in der umgekehrten Stromrichtung

5..200 mA

140. 152 V

37 Ω

Verringert man den Strom unter 10 mA, so sinkt die Spannung weiter linear ab. Bei rd. 0,1 mA reißt die Entladung ab. Dies zeigt recht anschaulich das Oss.14 (Abb.21). Hier wurde über einen R-C-Kreis ein Entladestöß auf den Stabilisator gegeben. Die obere Kurve stellt die Spannung u_{st} am Stabilisator und die untere den Strom i_{st} dar. Bei 0,07 mA reißt die Entladung ab. Das 280 mA-Rohr erlischt bei 0,4 mA. Man könnte also auf Grund dieser Messungen auch bei Strömen unter 1 mA noch ein einwandfreies Arbeiten des Stabilisators erwarten, vorausgesetzt, daß der äußere Kreis einen stabilen Schnitt mit der Kennlinie ergibt. Dies ist bei Wandlerbetrieb ohne weiteres erfüllt. Dies ist von Bedeutung, da während der Überlappung die Wandlerströme nach Null gehen und in einem möglichst großen Bereich der Überlappung noch eine annähernd konstante Stabilisatorspannung erwünscht ist. Allerdings hat sich bei den weiteren Messungen gezeigt, daß sich bei den dynamischen Vorgängen während der Kommutierungszeit etwas andere Verhältnisse ergeben als bei den statischen Messungen oder relativ langsamen Ausgleichsvorgängen. Hierauf wird später noch eingegangen werden.

Der lineare Kennlinienverlauf bis zu Strömen unter 1 mA gilt für den Fall, daß kein Zündwiderstand R_{zw} an die mittlere Elektrode O angeschlossen ist. Mit einem Zündwiderstand von 500 kΩm erlischt bei rd. 0,15 mA die parallel zum Widerstand liegende Glimmstrecke und die Stabilisatorspannung sinkt mit abnehmendem Strom entsprechend der Spannungsabnahme an dem Zündwiderstand ab. Da der Einfluß des Zündwiderstandes auf die Kennlinie sich erst bei sehr kleinen Strömen bemerkbar macht, wo die Glimmstrecke sowieso bald abreißt, ist die Änderung der Kennlinie ohne Bedeutung.

Um einen einwandfreien Betrieb der Brenndauerüberwachung zu gewährleisten, sind möglichst Stabilisatoren gleicher Kennlinien zu verwenden, um bei allen Impulsthyratrons mit gleicher Gitterspannungen zu arbeiten. Außerdem ist es erwünscht, daß der innere Spannungsabfall nicht zu groß werden zu lassen, um die Änderungen der stromabhängigen Gitterspannungskomponente klein zu halten. Die normalen Fabrikationstolerenzen betragen

den Nennspannungswert

$$140 \text{ V} \pm 5\%$$

Die normalen Spannungsabfälle liegen für 2 Strecken bei rd. 6 V (> 17 V für 6 Strecken Ausschluß). Außerdem ist es erwünscht, daß die Kennlinien in der umgekehrten Stromrichtung möglichst wenig von denen der Vorwärtsrichtung abweichen.

Insgesamt resultieren hieraus folgende Forderungen an die technischen Daten der Stabilisatoren:

- 1.) Die Spannungsänderung zwischen I_0 und $I_{0.5}$ mA soll nicht mehr als 4 V betragen ($R_1 = 57 \text{ Ohm}$).
- 2.) Die Spannungen der einzelnen Stabilisatoren sollen nicht mehr als $\pm 2\%$ von dem Nennwert (140 V) abweichen.
- 3.) Die Spannungen in der umgekehrten Stromrichtung dürfen ebenfalls nicht mehr als $\pm 5\%$ von dem Nennwert abweichen.

Von den vorhandenen Stabilisatoren entspricht nur Nr.8) diesen Bedingungen.

3.23 Zündspitze

Die Zündspitze beträgt bei 2 Strecken rd. 190...240 V. Mit Zündwiderstand tritt nur die Zündspitze einer Strecke 165...190V in Rechnung. Die Zündspitzen wurden mit und ohne Zündwiderstand in der normalen Stromrichtung gemessen zu etwa:

mit Zündwiderstand	165 V (Gaa.14 167 V)
ohne "	195 V

und in der entgegengesetzten Stromrichtung

mit Zündwiderstand	170 V
ohne "	188 V

Die Zündspitze würde, wenn die Zusatzspannung im Gitterkreis nicht vorhanden wäre, a.U. zu einer Zündung des Impulsthyratrons führen. Man ist aber in dem Augenblick, wo der Wandlerstrom einsetzt und der Stabilisator schaltet, die Zusatzspannung negativ, so daß die Stabilisatorspannung (s. Abb. 27) stark nach unten gedrückt wird und somit die Zündspitze nicht zur Auslösung des Thyratrons führen kann (s. a. Abschnitt 3.34).

-29-

Demgleich auch die Zündspitzen ohne Zündwiderstand einbauen nicht zu einer Anhebung der Brenndauerüberwachung führen werden, so vergrößern sie doch die maximale negative Spannung im Gitterkreis erheblich. Es ist daher sowohl für das Gerät der Modellanlage als auch der Großanlage ein Zündwiderstand

$$R_{zw} = 500 \text{ k}\Omega$$

vorgesehen.

3.5 Stromwandler mit Stabilisatorbelastung

3.5.1 Amplitudenfehler

Zunächst soll auf den Stromwandler mit die damit zusammenhängenden Fragen des Amplitudenfehlers eingegangen werden. Der Nennstrom der Modellanlage beträgt

$$I_g = 1,5 \text{ A}$$

Der Nennstrom der Stabilisatoren bei Gleichstrombelastung beträgt

$$I_g = 50 \text{ mA}$$

Die Stabilisatorspannung beträgt

$$U_d = 140 \text{ V}$$

Entsprechend Bericht K 201a würde dann der Wandler für ein äquivalente sekundäre Nennspannung von

$$U_w = 140 \dots 200 \text{ V}$$

auszulegen sein (gleicher Scheitelwert des Magnetisierungsstromes). Die in das Gerät eingebauten von AT gelieferten Wandler (Ktr 4) waren für ein Übersetzungsverhältnis von

$$U = 1 \text{ A} / 2 \times 20 \text{ mA}$$

bei einer Sekundärspannung von

$$U_w = 2 \times 140 \text{ V}$$

bemessen. Die ersten Versuche ergaben, daß die Stabilisatoren, insbesondere bei Teillasten, nicht mehr zündeten. Dies war durch den hohen Leerlaufstrom der Wandler von primär 0,7 A bei 140 V sekundär (50 Hz) bedingt, die nicht der geforderten Klassenanauigkeit (Kl. 0,5...1) entsprachen. Die weiteren Versuche wurden vorerst mit vorhandenen AL-Wandlern mit folgenden Daten durchgeführt.

-30-

A 2070

Type: AL 1 c mod
 Übersetzung: 5 A / 2 x 60 mA
 Wicklungswiderstand: 2 x 3500 Ohm sekundär
 Nennbürde: 2 x 3500 Ohm, 2 x 210 V

Dies ergibt bei einem Nenngleichstrom von 1,5 A ein Verhältnis der Scheitelwerte des Primär- und Sekundärstromes von

$$\hat{1,5 A} / 2 \times \hat{10 mA}$$

Der primäre Leerlaufstrom betrug

$$I_0 = 0,125 A \quad \text{bei } 140 V \text{ sek., } 50 \text{ Hz} \\ (\text{Leerlaufkurve s. Abb. 22})$$

Das ergibt auf dem effektiven Primärstrom des Wandlers von

$$I_p = I_0 \cdot \sqrt{2} = 1,23 A$$

bezogen einen prozentualen Leerlaufstrom von

$$I_0' \sim 10\%$$

Der Phasenwinkel des Leerlaufstromes würde zu etwa

$$\varphi_0 = 55..60^\circ$$

ermittelt. Der Eisenverluststrom ist dann:

$$I_v \sim 0,5 \cdot I_0 = 62,5 mA$$

Von den Eisenverlusten interessieren im Zusammenhang mit dem Fehlwinkel des Wandlers (s. Abschn. 3.32) lediglich die Wirbelstromverluste (s. Bericht H 203a, S. 17). Diese betragen nach Angaben der TRO etwa 2/3 der gesamten Eisenverluste. Damit ist der Wirbelstromverluststrom bei Stabilisatorbelastung (s. Bericht H 203a)

$$\Delta i_R = I_v$$

Die Wirbelstromverluste kann man sich näherungsweise durch einen parallel zur Wicklung liegenden Verlustwiderstand dargestellt denken. Bezieht man diesen auf die Sekundärseite, so ergibt sich in vorliegendem Falle ein Verlustwiderstand von

$$R_{VS} \sim 200 k\Omega$$

-XI-

H 203b

parallel zu jeder Sekundärwicklung.

Auf den Gleichstrom bezogen ist der Amplitudenfehler durch die Wirbelstromverluste zu Beginn der Kommutierung

$$a_{WR} = \frac{\Delta i_R}{I_g} = \frac{I_V}{I_g}$$

$$a_{WR} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{I_V}{I_p}$$

$$a_{WR} = 4,2\%$$

Der Magnetisierungsstrom beträgt bei 140 V Sekundärspannung

$$I_\mu \approx 0,866 \cdot I_V = 108 \text{ mA}$$

Damit ist, falls der Magnetisierungsstrom in der stromlosen Pause nicht bis auf Null abklingt, der Amplitudenfehler durch den Magnetisierungsstrom zu Beginn der Kommutierung

$$a_{W\mu} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_\mu}{I_g} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_\mu}{I_p}$$

$$a_{W\mu} = 10,2\%$$

Der gesamte Amplitudenfehler beträgt dann

$$a_W = a_{W\mu} + a_{WR} = 14,4\%$$

Klingt der Magnetisierungsstrom in der stromlosen Pause nicht bis auf Null ab, so ist unter der Annahme, daß man noch im linearen Teil der Magnetisierungskurve arbeitet.

$$a_{W\mu} = 20,4\%$$

$$a_W = 24,6\%$$

Bei vollständig geglättetem Gleichstrom würde also bei 14,4 bzw. 24,6 % des Nennstromes, d.h. bei

$$I_g = 0,22 \dots 0,37 \text{ A}$$

ein Lücken des sekundären Wandlerstromes eintreten.

Die Ges. 15...17 (Abb. 23, 24) zeigen den Stromverlauf i_{s1} , i_{s2} in den Sekundärwicklungen des Wandler und den Primärstrom i_g

bei verschiedenen Gleichströmen. Man erkennt, dass die Sekundärströme sich auf die beiden sekundären Wicklungsweige so aufteilen, dass jeder Stabilisator immer nur in einer Stromrichtung arbeitet. Dies ist, wie bereits erwähnt, durch die Unterschiede der Zündspannungen der Stabilisatoren in den beiden Stromrichtungen bedingt, da diese gegensinnig an die beiden Sekundärwicklungen angeschlossen sind. Es fließt dann über jeden Stabilisator im Nennbetrieb ein Strom von $2 \times 18 = 36$ mA Scheitelwert.

Die Osz. zeigen unmittelbar nach dem Nulldurchgang des Primärstromes den Ausgleich des Magnetisierungsstromes. Dieser fließt z.T. über die beiden Stabilisatoren (i_{m1}) und z.T. über den Verlustwiderstand. Der Ausgleichstrom über die Stabilisatoren klingt praktisch bis auf Null ab. In dem Osz. 16 erkennt man deutlich den Einfluss des Magnetisierungsstromes in der Neigung der sekundären Stromkurven. Ausserdem ist zu ersehen, dass der Anstieg von i_{m2} abgeflacht ist, da offensichtlich der Stabilisator der anderen Wicklung kurzzeitig Strom führt. Bei einer Verringerung des Gleichstromes auf $0,2$ A = 15 % ist der Einfluss des Fehlerstromes des Wandler so gross, dass der Stabilisator St_2 zeitweise aussetzt.

Um mit einem grösseren Stabilisatorstrom arbeiten zu können, wurde bei den weiteren Versuchen ein bisher für den Überstromschutz der Modellanlage verwendeter Wandler mit folgenden Daten benutzt:

Type:	AL 1b mod.
Übersetzung:	$4 \times 0,5$ A / $2 \times 0,05$ A
Widerstände:	$4 \times 1,6$ Ohm primär 2×190 Ohm sekundär
Nennbürde:	2×2000 Ohm, 2×100 V

Der Wandler wurde geschaltet für eine Übersetzung von

$$\hat{1},5 \text{ A} / 2 \times \hat{37},5 \text{ mA.}$$

Die Leerlaufkurve ist aus Abb. 22 zu ersehen. Der Leerlaufstrom ist bei 140 V nunmehr

$$I_0 = 115 \text{ mA} \quad I_0' = 9,4 \text{ \%}$$

hat sich also praktisch gegenüber dem früheren Wandler nicht geändert. Der Phasenwinkel des Leerlaufstromes ist wieder rd. 60° . Der Amplitudenfehler des Wandlers beträgt daher

$$a_{WR} = 3,8\%$$

$$a_{W\mu} = 9,4 \dots 18,8\%$$

$$a_W = 13,2 \dots 22,6\%$$

d.h. bei vollständig geglättetem Gleichstrom würde bei 13,2 % 22,6 % des Nennstromes ein Mücken des sekundären Wandlerstromes eintreten.

Ein von AT gebauter Wandler, der wesentlich mehr Eisen enthält, ergab zwar nach der Leerlaufkennlinie Abb.22 einen wesentlich geringeren Leerlaufstrom von

$$I_0 = 13 \text{ mA}$$

$$I_0' = 1\%$$

Es zeigte sich jedoch, dass die Spannungsabfälle in den Sekundärwicklungen recht erheblich waren, so dass von den beiden parallel geschalteten Sekundärwicklungen die stromlose Wicklung einen erheblich höheren Spannungsabfall aufwies als die belastete. Bei einem Ohmschen Widerstand der Sekundärwicklung von

$$R_s \sim 900 \Omega$$

beträgt der ohmsche Spannungsabfall bereits

$$\Delta U_s = 70 \text{ V}$$

wann eine Wicklung einen Strom von 75 mA führt. Bei dem Wandler AL 10 ergibt sich dagegen ein Wert von

$$\Delta U_s = 14 \text{ V}$$

Der AT-Wandler war daher nicht verwendbar und die weiteren Versuche wurden mit dem Wandler AL 10 fortgeführt.

Abschliessend ist hierzu noch folgendes zu sagen: Bei einer Schaltung mit 2 Stabilisatoren und 2 sekundären Wandlerwicklungen, von denen jeweils immer nur eine stromführend ist, muss man die Wicklungswiderstände so klein halten, dass die Sekundärspannungen um nicht mehr als etwa 5 V voneinander abweichen.

Dies ergibt wesentlich grössere Wandler. Es erscheint daher zweckmässiger, zwei getrennte Wandler vorzusehen. Diese Schaltung wurde auch für das Gerät der Grossanlage zu Grunde gelegt (s. Abb. 17). Es kann dann ohne weiteres ein Wandler mit grösserem Wicklungswiderstand, wie vorstehend angeführt, benutzt werden. Es ist jedoch auch möglich, einen Wandler mit einer mitten angespitzten Sekundärwicklung zu verwenden, der mit 2 in Reihe liegenden Stabilisatoren StV 230/50 belastet ist. Dies hat ausserdem den Vorteil, dass bei Unterschieden in den Kennlinien, insbesondere in den verschiedenen Stromrichtungen, ein gewisser Ausgleich durch die Reihenschaltung der Stabilisatoren erzielt wird. Man wird also die Stabilisatoren in entgegengesetztem Richtungssinn in Serie schalten.

3.32 Winkelfehler.

Die Vorgänge bis zum Beginn der Kommutierung wurden vorstehend behandelt und führten zu einem Amplitudenfehler A_v . Hierbei kann man für die Wandler-Stabilisatorschaltung ein Ersatzschema entsprechend Abb. 25 mit einem parallel zum Stabilisator liegenden Widerstand R_v (Wirbelstromverluste) und einer Induktivität L_w (Hauptinduktivität) aufstellen.

Welchen Einfluss hat nun der Fehlerstrom des Wandlers auf die Arbeitsweise der Wandler-Stabilisatorschaltung während der Überlappungsdauer?

In Abb. 25 ist der Verlauf des primären und sekundären Wandlerstromes während des Kommutierungsvorganges bei Vernachlässigung der Gleichstromwelligkeit eingetragen. Die Zündung erfolgt bei $\alpha_{II} = 35^\circ$ und der Löschwinkel beträgt $\lambda = 15^\circ$. Der sekundärseitige Wandlerstrom i_s weicht zu Beginn der Kommutierung infolge des Magnetisierungsstromes um einen geringen Betrag A_{wm} von dem Primärstrom i_p ab. Genau genommen müsste während der Überlappung der Magnetisierungsstrom um einen geringen Betrag zunehmen. Es wurde aber auch während der Überlappung näherungsweise mit konstantem Fehlerstrom A_{wm} gerechnet. Es ergibt sich dann während des Kommutierungsvorganges der stark eingezeichnete Verlauf des Sekundärstromes. Der sekundäre Wandlerstrom geht um den Fehlwinkel $\Delta\lambda_w = 4^\circ$ früher durch Null als der Primärstrom. Den Verluststrom braucht man hier bei Betrachtung des Winkels

fehlers nicht zu berücksichtigen, denn bei Nulldurchgang des Stabilisatorstromes ist, worauf später noch näher eingegangen wird (s. Abb. 26), auch die Stabilisatorspannung und mithin der Verluststrom Null. In den Winkelfehler geht also nur der Magnetisierungsstrom ein.

Gibt die stark eingezeichnete Kurve den Nennbetrieb wieder, so beträgt der Amplitudenfehler A_{eff} auf den Nenngleichstrom bezogen

$$a_{\text{eff}} = \frac{A_{\text{eff}}}{I_g} = 12\%$$

Die Winkelfehler sind bei gleichem Amplitudenfehler umso grösser, je flacher die Stromkurve am Ende der Kommutierung verläuft, d.h. je kleiner der Löschwinkel ist. Im einzelnen ergeben sich folgende Winkelfehler:

Löschwinkel des Primärstromes	Amplitudenfehler a_{eff}	Löschwinkel des Sekundärstromes	Winkelfehler $\Delta \lambda$
0..5°	12 %	11°..12°	11°..7°
"	6 %	8°..9°	8°..4°
"	3 %	6°..7°	6°..2°
5..10°	12 %	12°..15°	7°..5°
"	6 %	9°..13°	4°..3°
"	3 %	7°..11°	2°..1°

Es ergeben sich also selbst bei einem kleinsten Amplitudenfehler noch recht erhebliche Winkelabweichungen. Es fragt sich nun, ob diese für die Arbeitsweise der Brenndauerüberwachung nachteilig sind.

Bei Kommutierungsversagern durch Zündaussetzer steigt der Strom, wenn der Löschwinkelregler den richtigen Zündwinkel eingestellt hat so stark an, dass kein Nulldurchgang des Stromes eintritt (s. Bericht H 205a) und die Grösse des Amplitudenfehlers nicht in dem Masse kritisch ist.

Bei Kommutierungsversagern, die durch Netzspannungsabsenkungen oder durch Zunahme des Übertragungsstromes auftreten und die wahrscheinlich die am meisten vorkommenden Störungen darstellen, kann allerdings der Primärstrom im Phasenschnittpunkt so klein werden bzw. der Löschwinkel so stark abnehmen, dass es zu einem verfrühten Nulldurchgang des sekundären Wandlerstromes kommt, der ein Ansprechen der Brenndauerüberwachung zumindest vor dem Phasenschnittpunkt entsprechend dem eingestellten Ansprechlöschwinkel in Frage stellt. So würde z.B. bei einem eingestellten Ansprechlöschwinkel (Phase der Zusatzspannung) von z.B. $\lambda_g = 5^\circ$ die Brenndauerüberwachung überhaupt nicht ansprechen, wenn der Löschwinkel des Primärstromes zwischen $0..5^\circ$ liegt, da der Löschwinkel des sekundären Wandlerstromes $6..12^\circ$ beträgt. Der Anstieg des Primärstromes nach dem Phasenschnittpunkt bzw. das Auftreten einer Durchzündung wird zwar zu einer Auslösung der Brenndauerüberwachung führen, jedoch werden die Kommutierungsbedingungen für das Kurzschlussventil umso günstiger, je später die Brenndauerüberwachung anspricht.

Nun ist die Wandlerspannung wegen der Stabilisatorbelastung annähernd konstant und somit auch der die Amplituden und Winkelabweichung verursachende Fehlerstrom. Die in Abb.25 dargestellten Kurven haben also allgemeinere Bedeutung, unabhängig von der jeweiligen Belastung. Es ist nur erforderlich, entsprechend dem jeweiligen Löschwinkel den unteren Kurvenpunkt L festzulegen. Da man praktisch immer mit konstantem Löschwinkel fahren wird, ist auch dann der Winkelfehler eine konstante Grösse. Man kann also nun den Fehlwinkel des Sekundärstromes dadurch kompensieren, dass man die Phasenlage des Zusatzimpulses um den Fehlwinkel des Wandlers bei dem entsprechenden Ansprechlöschwinkel nach vorne verlagert. Bei einem Ansprechlöschwinkel von z.B. $\lambda_g = 7^\circ$ müsste man bei 3 % Amplitudenfehler den Zusatzimpuls auf $\lambda_g = 9..10^\circ$ einstellen.

Trotzdem erscheint es schon mit Rücksicht auf die untere Ansprechgrenze der Brenndauerüberwachung (s. Bericht H 203a, S.15 ff.) notwendig, den Fehlerstrom durch entsprechende Klassengenauigkeit des Wandlers klein zu halten. Da in der Grossanlage 2 Wandler in Reihe arbeiten und sich die Fehlerströme addieren, muss man diese aufeinander abgleichen. Der Hauptwandler hat folgende Daten:

150/1A

120 VA

H 203

Nach VDE-Vorschriften ist bei Klasse 1 der Fehlwinkel 1° bei Nennstrom. Der Magnetisierungsstrom ist

$$I_p < 1,8\%$$

Nun wird der Wandler bedeutend unter Nennbürde belastet. Die benötigte Leistung der Brenndauerüberwachung beträgt etwa 10 VA. Rechnet man für die ebenfalls von dieser Wandlerwicklung gespeiste Löschwinkelregelung ebenfalls mit 15 VA, so beträgt die gesamte Wandlerleistung rd. 30 VA. Damit wird auch der Magnetisierungsstrom

$$I_p < 0,5\%$$

Man wird also den Wandler im Brenndauerüberwachungsgerät der Grossanlage ebenfalls entsprechend überbemessen und hohe Messgenauigkeit fordern, so dass der gesamte Magnetisierungsstrom unter 2..3 % bleibt.

Bei den weiteren experimentellen Untersuchungen wurden zunächst die Vorgänge während der Kommutierungsdauer eingehender betrachtet.

In der Abb.26 sind der Strom- und Spannungsverlauf des Stabilisators am Ende der Brennzeit dargestellt. Der Stabilisatorstrom i_{st} geht mit der Stabilisatorspannung u_{st} gemeinsam durch Null. Bei t_1 sündet die Folgeanode, was sich durch eine Schwingung im Strom bemerkbar macht. Diese Schwingungen haben eine Frequenz von etwa 50 kHz und treten auch im Primärstrom bei jeder Zündung eines Hauptgefässes, also auch am Anfang und in der Mitte des Stromblockes auf (s. Abb.27 Z_{2-}, Z_{3+}). Sie können durch geeignete Dämpfung des Hauptstromkreises verringert werden. Die Schwingungen bilden sich auch in der Stabilisatorspannung aus, umso mehr, je der innere Widerstand des Stabilisators bei dieser Frequenz etwa das 3..4-fache des Gleichstromwiderstandes beträgt. Die Amplituden sind jedoch so gering, dass sie nicht weiter störend in Erscheinung treten.

Trotz der starken Stromabnahme während der Kommutierung sinkt die Spannung des Stabilisators zuerst nur unerheblich ab. Erst von etwa 110 V ab macht sich ein stärkerer Spannungszusammenbruch bemerkbar. Nach dem nulldurchgang des Stabilisatorstromes in t_3 fließt der sekundäre Wandlerstrom zunächst noch weiter.

parallel zur Wicklung zu denkenden Verlustwiderstand R_{sv} . Ist die Spannung mit zunehmendem Strom in der entgegengesetzten Richtung bis auf die Zündspannung des Stabilisators angestiegen, so tritt bei t_4 eine Zündung ein. In t_5 geht der primäre Wandlerstrom durch Null und der Magnetisierungsstrom klingt über den Stabilisator (i_p) und den Verlustwiderstand ab.

In der Abb. 26 ist ferner der Fehlwinkel $\Delta\lambda_w$ des Wandlers eingetragen. Rechnet man damit, dass bei einer Stabilisatorspannung von 120 V das Ansprechen der Brenndauerüberwachung noch gewährleistet ist (die positive Gitterspannung beträgt dann bei 140 V Impulsspannung + 20 V), so erhält man für die abfallende Flanke der Stabilisatorspannung ebenfalls einen "Stabilisatorfehlewinkel" $\Delta\lambda_s$. Der gesamte Fehlwinkel ist dann:

$$\Delta\lambda = \Delta\lambda_w + \Delta\lambda_s$$

Diese Winkel wurden bei verschiedenen Strömen und Löschwinkeln an der Modellanlage gemessen und sind nachfolgend zusammengestellt:

1) $\lambda = 15^\circ$

I_E	1,5 A	1,0 A	0,5 A	0,3 A
α	33°	28°	22,5°	20°
β	18°	15°	7,5°	5°
β'	12°	7°	2,5°	0°
$\Delta\lambda_s$	2°	2°	1,5°	2°
$\Delta\lambda_w$	4°	3,5°	3,5°	3°
$\Delta\lambda$	6°	6°	5°	5°

2) $\lambda = 10^\circ$

I_E	1,0 A	0,5 A	0,27 A
α	24°	18,5°	15°
β	14°	8,5°	5°
β'	7°	2°	0°
$\Delta\lambda_s$	3,5°	4°	3°
$\Delta\lambda_w$	3,5°	2,5°	2°
$\Delta\lambda$	7°	6,5°	5°

Der Wendlexfelhwinkel ist bei kleineren Löschwinkel größer da die Stromkurve flacher verläuft. Außerdem steigt er wegen der Zunahme des Magnetisierungsstromes während der Überlappungs-
dauer etwas mit dem Strom an. Insgesamt ist die Abhängigkeit
des gesuchten Felhwinkels von Strom gering und beträgt

$$\Delta \lambda = 5..7$$

In dieser Stellung muss der Zusatzimpuls vom Ansprechschaltkreis
gerechnet zusätzlich noch vom gesteuert werden. In sich die
Front der Zusatzspannung (die Steigung von

$$U_{zy} = 5' \quad (20..100 \text{ V Anstieg})$$

auswertet, wird man also eine weitere Verankerung um 20 V^2
verrechnen müssen. Somit ergibt sich insgesamt eine Verankerung
um

$$\Delta \lambda = U_{zy} = 7..9'$$

d.h. die Ansprechzeit der Zusatzspannung (mit dem 20 V Wert
bedogen) von $2..3'$

$$\lambda_{zy} = 2..3'$$

bei einem Ansprechschaltkreis von

$$\lambda_{zy} = 5'$$

Bei einer Kommutierungsverzögerung erfolgt dann auch das Ansprechen
der Brenndauerüberwachung entsprechend früher. Grundätzlich
bedeutet dies daher, dass man nicht nur die Tatsache, dass noch
ein Wendlerstrom beim Auftreten des Zusatzimpulses fließt,
sondern auch die Größe des Stromes als Kriterium herangezogen
hat. Fließt z.B. beim Anstieg des Zusatzimpulses gerade noch
Strom, so kann man daraus auf den Primärstrom schließen, dass
er den Fehlerstrom größer ist. Somit ist λ bestimmt. Somit kann
man schon vor dem Bildursprung des Primärstromes feststellen,
ob die Kommutierung mit einem normalen Löschwinkel erfolgt.

Der Spannungsabfall des Stabilisators im ersten Teil der Überlappung entspricht etwa dem Gleichstromwiderstand des Stabilisators. Bei kleinerem Strom, jedoch unter 5..10 % des Nennstromes, tritt ein steiler Spannungsabfall auf. Es zeigt sich also von einem bestimmten Grenzstrom ab ein Abweichen von der statisch gemessenen Kennlinie des Stabilisators, die bis unter 1 mA noch einen linearen Verlauf der Kennlinie ergab.

Wie wirkt sich nun der Fehlerstrom des Wändlers auf den Verlauf der Stabilisatorspannung aus?

Die Eisenverluste haben, wie bereits erwähnt, auf den Nulldurchgang der Stabilisatorspannung (Fehlwinkel) keinen Einfluss. Aus dem Ersatzschema geht dies auch eindeutig hervor, da ja bei Spannung Null auch der Verluststrom

$$i_v = \frac{U}{R_v}$$

Null ist und der Fehlwinkel daher nur von dem Magnetisierungsstrom herrühren kann. Der Verluststrom bewirkt aber eine Absenkung des Sekundärstromes und man erreicht den Grenzstrom des Stabilisators, bis dann der Spannungszusammenbruch erfolgt umso eher, je grösser der Verluststrom ist. Dies zeigt sich auch, wenn man sekundär einen zusätzlichen Widerstand, der etwa dem Eisenverlusten (Wirbelstromverlusten) entspricht, anschliesst (s.gestrichelte Kurve in Abb.26). Es tritt hier eine stärkere Abflachung des Spannungsverlaufs während der Überlappung ein.

Die Magnetisierungsleistung des Wändlers hat auf den Spannungsverlauf während der Überlappung ebenfalls einen beachtlichen Einfluss. Zunächst wird, wie schon erwähnt, der Fehlwinkel $\Delta\lambda_w$ vergrössert. Der Stabilisatorfehlwinkel $\Delta\lambda_s$ ist bei konstantem Löschwinkel praktisch von dem Magnetisierungsstrom unabhängig, da der Spannungszusammenbruch immer bei demselben Grenzstrom einsetzt. Mit kleinerem Löschwinkel wird allerdings die Stromkurve flacher und daher $\Delta\lambda_s$ grösser, wie auch die Messungen S.38 zeigen ($\Delta\lambda_s = 3..4^\circ$ bzw. $\Delta\lambda_s = 1,5..2^\circ$). Dafür wird U' mit zunehmendem Magnetisierungsstromanteil immer kleiner. Der Punkt t wandert dabei immer mehr nach rechts und kommt dann in den steilen Bereich des Spannungsverlaufs, der somit zu einem Abknicken der Stabilisatorspannung am hinteren Ende führt. Dieses Abknicken tritt ein, wenn der Momentanwert des sekundären Wandlerstromes

infolge des Fehlerstromes und der Welligkeit des Gleichstromes im Augenblick der Zündung der Folgeanode gleich dem Grenzstrom des Stabilisators ist. Dies ist bei den obigen Messungen bei $\bar{u} = 0$ der Fall. Daraus lässt sich annähernd die gesamte Abweichung des sekundären Wandlerstromes vom mittleren Gleichstrom ermitteln zu: (s. Bericht H 203a S.19)

$$a' = a_w + w_{ig} = 20\% \text{ bei } \lambda = 15^\circ$$

$$a' = 18\% \text{ bei } \lambda = 10^\circ$$

Die geringen Unterschiede ergeben sich aus der grösseren Welligkeit des Gleichstromes bei grösserem Lösswinkel. Berechnet wurden in Abschn. 3.31 $a_w = 13,2..22,6\%$ und gemessen wurde das Eintreten des Rückens des sekundären Wandlerstromes bei $I_g = 0,23 \text{ A}$ ($= 13,4\%$). Die obigen Werte a' für die gesamte Amplitudenabweichung sind um rd. 3% grösser. Dieser Betrag müsste demnach dem Grenzstrom des Stabilisators entsprechen ($2,3 \text{ mA}$).

Aus den vorstehenden Betrachtungen lassen sich zur Erzielung einer rechteckförmigen Stabilisatorspannung folgende Forderungen bzgl. der Bemessung der Wandler-Stabilisatorschaltung ableiten.

1. Die Nennströme des Wandlers und Stabilisators sind so zu wählen, dass der Einfluss des Grenzstromes möglichst gering ist.
2. Der Wandler muss kleine Eisenverluste und Magnetisierungsleistung aufweisen (Verwendung hochpermeablen Blechs).

Beaufolgend soll auf einige Oss. der Wandler-Stabilisatorschaltung eingegangen werden, die die Stabilisatorspannung u_{st} und den Primär- und Sekundärstrom i_g, i_p darstellen. Die Stabilisatorspannung ist, um jede Beeinflussung des Messkreises durch den Schleifenstrom auszuschalten, über einen Verstärker aufgenommen. Der Wandler ist nur mit einem Stabilisator belastet und z.T. mit einer R-C-Bürde ($2 \times 30 \text{ k}\Omega, 2 \times 50000 \text{ pF}$) beschaltet.

Die Oss. 18,19 (Abb.28) stellen die Verhältnisse für $I_g = 1,35 \text{ A}$ und $I_g = 1 \text{ A}$ dar. Man erkennt in dem Verlauf des sekundären Wandlerstromes wieder den Magnetisierungsstrom, der offensichtlich in beiden Stromrichtungen verschieden gross ist. Dies zeigt auch die Stabilisatorspannung, denn in der negativen Rich-

tung klingt der Magnetisierungsstrom so schnell ab, dass auch die Stabilisatorspannung wieder zusammenbricht, wohingegen in der positiven Richtung die Stabilisatorspannung während des i_g -Ausgleichs praktisch die volle Höhe behält. Im Bereich der normalen Brenndauer ist die Stabilisatorspannung infolge des hohen Stromes etwas grösser als beim i_g -Ausgleich. Die rückwärtige Flanke der Stabilisatorspannung zeigt wiederum, wie in Abb.26, zuerst ein langsames Absinken der Spannung von etwa 5 % des Stromes an (t_2 in Oss.18) einen steilen Spannungsabfall.

Die gleichen Verhältnisse, aber mit R-G-Bürde, stellen die Oss.20, 21 (Abb.29) dar. Man sieht recht deutlich, wie der Magnetisierungsstrom vom R-G-Glied verschluckt wird und in dem über den Stabilisator fliessenden Sekundärstrom nicht mehr in Erscheinung tritt.

Die Oss. 22..25 (Abb.30, 31) sind wiederum mit und ohne R-G-Bürde bei einer Gleichstrombelastung von $I_g = 0,5$ und $0,2$ A aufgenommen. Ohne R-G-Bürde ergibt sich bereits bei $I_g = 0,5$ A ein merkliches Ausinken des sekundären Wandlerstromes i_g durch der Magnetisierungsstrom. Bei $I_g = 0,2$ A lückt der Sekundärstrom bereits und die Stabilisatorspannung ist, wie vordem beschrieben, abgeknickt. Der Primärstrom verläuft noch vollkommen normal und würde entsprechend der Grösse der Welligkeit erst bei 2 % des Nennstromes lücken. Der Amplitudenfehler lässt sich nach Oss. 22 zu

$$a_{w\mu} = 10\%$$

auf $I_g = 1,5$ A bezogen, ermitteln, stimmt also mit dem in Abschnitt 3.31 berechneten Wert von 9,4 % gut überein.

Mit R-G-Bürde ist zwar der Magnetisierungsstrom-Einfluss verschwunden, aber dies ist im wesentlichen nur dadurch erreicht worden, dass die Stromamplitude im ersten Teil der Brenndauer abgesenkt wurde. Die Stromamplitude am Ende der Brennzeit, die ja für den Beginn des lückenden sekundären Wandlerstromes massgebend ist, wird z.B. in Oss.24 gegenüber Oss.22 nur um 1,7 %, auf Nennstrom bezogen, angehoben, so dass nunmehr

$$a_{w\mu} = 8,5\%$$

wird. Demgemäss ergibt sich in Oss.25 auch für $I_g = 0,2$ A ein

etwas günstigerer Verlauf der Stabilisatorflanke, die noch kein Abknicken zeigt.

Ergänzend ist hierzu zu sagen, dass mit R-C-Bürde ein Lücken des sekundären Wandlerstromes bei $I_g = 0,2 \text{ A}$ gegenüber $I_g = 0,23 \text{ A}$ ohne R-C-Bürde festgestellt wurde. Dies entspricht der Abnahme von a_{wp} . Ausserdem wurde der Nulldurchgang der Stabilisatorspannung, bedingt durch die Abnahme des Amplitudenfehlers, um $1..2^\circ$ nachteilig verschoben.

Die R-C-Bürde bringt zwar eine gewisse Verbesserung, jedoch scheint der grundsätzlich richtigere Weg die Wandler mit kleinstem Leerlaufstrom auszuführen. Die R-C-Bürde ist aber noch aus anderem Grunde notwendig, wie im nächsten Abschnitt dargelegt wird.

3.33 Zündspitzen bei lückendem Betrieb.

Es treten in jeder Halbwelle der Stabilisatorspannung im normalen Betrieb zwei Zündspitzen auf (s. Abb. 27), und zwar einmal durch den Ausgleich des Magnetisierungsstromes ZS_1 , der sich ja z.T. über den Stabilisator nach dem Nulldurchgang des Primärstromes schliesst und zweitens durch den Hauptstrom ZS_2 . Diese Zündspitzen können unter Umständen zu einer Fehlauflösung der Impulsthyratrons führen. Nun wirken sich aber mehrere Umstände in dieser Beziehung günstig aus. Die Zusatzspannung, die je mit der Stabilisatorspannung in Reihe im Gitterkreis liegt, ist bei dem Auftreten der durch den Hauptstrom bedingten Zündspitze negativ, so dass diese Spitze praktisch um den vollen Betrag der Impulsspannung abgesenkt wird. Es ergibt sich dann der in Abb. 27 punktierte Verlauf als resultierende Gitterspannung. Die erste Zündspitze ZS_1 dagegen tritt immer noch in voller Höhe in Erscheinung. Man kann nun die Anodenspannung des Impulsthyratrons so legen, dass sie erst im Phasenschnittpunkt der vorherigen Kommutierung durch Null geht. Die Anodenspannung des Impulsthyratrons ist dann bei der ersten Zündspitze ZS_1 negativ und hat im Phasenschnittpunkt annähernd den Scheitelwert erreicht.

Nun treten aber bei lückendem Betrieb, der durch den Fehlerstrom des Wandlers bei kleiner Gleichstrombelastung oder Lücken des Hauptstromes bedingt sein kann, noch weitere Zündspitzen auf, die im Gebiet positiver Anodenspannung des Impulsthyratrons liegen und eine Fehlauflösung verursachen können.

Auch bei lückendem Betrieb erfolgt der Einsatz des Stromes immer im Zündzeitpunkt. Diese Zündspitzen werden daher, wie im normalen Betrieb, durch die Zusatzspannung kompensiert. Die Löschung des Stromes wird aber bei lückendem Betrieb früher erfolgen. Der Anodenstrom hat im Zündpunkt der Folgeanode ein Minimum (s. Abb. 27 i_{a1+} bei Zündung von Anode 2- in Z_{2-}). Bei lückendem Betrieb tritt also eine Löschung von 1+ vor Zündung der Folgeanode 2- in Z_{2-} auf. Nun tritt durch das Löschen des Stromes 1- zwischen Z_{1-} und Z_{3+} eine durch den Magnetisierungsstrom bedingte positive Ausgleichsspitze auf, die sich der hier positiven Zusatzspannung überlagert und zu einer Zündung des Impulsthyratrons führen kann.

Diese Spitzen konnten durch eine R-C-Bürde parallel zum Stabilisator beseitigt werden. Diese R-C-Bürde fängt die Magnetisierungs-Ausgleichsströme auf, so dass diese nicht mehr über den Stabilisator gehen. Damit sind auch die im Normalbetrieb durch den Magnetisierungsstrom bedingten Zündspitzen Z_{3+} beseitigt. Dies hat den Vorteil, dass die Thyratrons nicht mehr mit solch hohen negativen Spannungsspitzen (-440 V) im Gitterkreis beansprucht werden.

Die Versuche haben ergeben, dass bei einer R-C-Bürde von

$$\underline{R = 30 \text{ kOhm}} \quad \underline{C = 50000 \text{ cm}}$$

parallel zu jeder Sekundärwicklung keine störenden Zündspitzen mehr auftreten.

4. Gesamter Gitterkreis.4.1. Zeitkonstante des Gitterkreises.

Im Gitterkreis des Impulsthyratrons war ursprünglich ein Gitterwiderstand von

$$R_g = 20000 \Omega$$

und ein Gitterkondensator von

$$C_g = 10000 \text{ cm}$$

vorgesehen (s. Abb. 1). Die Zeitkonstante des Gitterkreises ergibt sich hieraus zu

$$T_g = R_g \cdot C_g = 3,6^\circ$$

Bei Gitterimpulsen, deren Anstiegszeit in der Größenordnung der Zeitkonstanten des Gitterkreises und darunter liegt, wird sich der Einfluß der Zeitkonstanten in einer Verzögerung des Anstiegs bemerkbar machen. Man muß also die Zeitkonstante des Gitterkreises der Steilheit des Gitterimpulses anpassen. Man beträgt die Anstiegsverzögerung des Zusatzimpulses

$$t_{sv} \sim 3^\circ$$

und es zeigt sich auch am Gitter eine Verzögerung des Impulses um

$$t_{gv} = 5^\circ$$

die als Gitterverzögerung bezeichnet sei. Neben einer nachteiligen Verschiebung des gesamten Impulses trat bei dieser Zeitkonstanten des Gitterkreises auch eine Verringerung der Flankensteilheit auf. Eine Verringerung des Gitterkondensators auf

$$C_g = 5000 \text{ cm}$$

ergab eine Macheilung um

$$t_{gv} = 1,8^\circ$$

bei gleicher Flankensteilheit. Dieser Wert ist identisch mit der Zeitkonstanten

$$T_g = 20000 \Omega \cdot 5000 \text{ cm} = 1,8^\circ$$

-46-

H 205b

Da es mit Rücksicht auf eine möglichst geringe Ansprechverzögerung der Brenndauerüberwachung erwünscht ist, diesen Wert noch weiter herabzusetzen, wurden als endgültige Werte sowohl für das Gerät der Modellanlage als auch der Großanlage ein Gitterwiderstand von

$$R_g = 20\,000 \Omega$$

und ein Gitterkondensator von

$$C_g = 1000 \text{ cm}$$

gewählt. Dies ergibt eine Zeitkonstante und Gitterverzögerung von nur

$$T_g = 0,36^\circ = t_{gv}$$

4.2 Wandlererschwingung.

Die Versuche zeigten, daß bei leerlaufendem Wandler, d.h. bei Übertragungsstrom Null, durch die Zusatzspannung der Wandler zu Schwingungen angeregt wird, die sich der Zusatzspannung überlagern und zu einer Zündung der Impulsthyratrons führen können. Durch die Zusatzspannung tritt zwischen den beiden Wandlerwicklungen (s. Abb. 19) eine momentane Spannungsdifferenz auf. Die beiden Wicklungen sind durch eine Kapazität von rd. 180 pF miteinander gekoppelt. Die Induktivität der nunmehr als Drossel wirkenden Wicklungen beträgt rd. 500...600 H, so daß sich eine Frequenz von rd. 400...500 Hz errechnet, die mit der gemessenen Frequenz von 500 Hz gut übereinstimmt. Man kann nun durch R-C-Glieder parallel zu den Koppelkapazitäten die Schwingung bedämpfen. Hierbei erwies sich ein Widerstand von 800 kOhm bei einer Kapazität von 10000 cm gemeinsam über beide sekundären Wandlerwicklungen als ausreichend.

Nun kann für das Gerät der Modellanlage auf die Bedämpfung verzichtet werden, da sich herausstellte, daß die mit Rücksicht auf den lückenden Betrieb vorhandene R-C-Bürde auch diese Wandlererschwingung beseitigt.

Trennt man die Mu-Drossel-Steuerung, wie in Abschn. 2.8. beschrieben, in 6 einphasige Systeme auf (s. Abb. 1), so treten keine Potentialdifferenzen zwischen den Sekundärwicklungen und somit auch

keine Wandler-schwingungen im Leerlauf auf. Bei der GroÖanlage ist demnach, abgesehen von der ebenfalls vorhandenen R-C-Bürde, auch aus diesem Grunde keine Bedämpfung des Wandlers notwendig.

5. Anoden- und Ausgangskreis.

5.1. Schaltung und Wirkungsweise

Die Schaltung des Anoden- und Ausgangskreises ist in Abb. 32 für 2 Phasen dargestellt. Hierbei sind der Anoden- und Mitterkreis nur für 2 Phasen wiedergegeben. Der Ausgangskreis ist für alle 6 Thyatronen gemeinsam und liegt auf der Kathodenseite.

Die Impulsthyatronen, in deren Gitterkreis die Zusatzspannung u_z und die Stabilisatorspannung u_{st} liegen, werden anodenseitig von einem Netztransformator T_2 mit folgenden Daten gespeist:

Primärspannung:	380 V \pm 5 %
Sekundärspannung:	2x150 V, Anzapfung 150, 110, 90 V
Leistung:	100 VA.

Die Impulsthyatronen Th (Type SL/11) schalten beim Ansprechen der Brenndauerüberwachung die Spannung des Netztransformators auf den im Kathodenkreis liegenden Widerstand R_a (Potentiometer 150 Ohm, 50 W). Über einen Kopplungskondensator C_K (20 μ F) wird der Impuls auf den Ausgangstransformator T_1 gegeben, der 3 Sekundärwicklungen besitzt.

Primärspannung:	70 V, 50 Hz
Sekundärspannung:	3 Wicklungen mit je 210 V
Leistung:	50 VA

Von den 3 Sekundärwicklungen dient eine zur Auslösung des Kurzschlußventils. Die zweite Wicklung führt zur Gitterfernabschaltung, und dient dazu, bei mehrmaligen Ansprechen der Brenndauerüberwachung innerhalb einer bestimmten Zeit über die Gitterfernabschaltung den Gleichrichter zu sperren, da dann kein vorübergehender Kommutierungsverzögerer, sondern eine bleibende Störung des Wechselrichters vorliegen wird.

Die dritte Wicklung des Ausgangstransformators war ursprünglich zur Einleitung einer kurzzeitigen Gittersperrung vorgesehen, um die Kommutierungsbedingungen für das Kurzschlußventil zu erleichtern. Die Wechselrichterkurzsperre wurde aber in der endgültigen Ausführung für die GroÖanlage von dem Steuerrohr des

Kurzschlußventils innerhalb des Steuerschrankes eingeleitet (s. Bericht H 60 "Beschreibung und Betriebsvorschriften des Steuerschrankes, Wechselrichterseite"), so daß diese Wicklung bei dem Gerät der Großanlage nicht benötigt wird. Es ist hier lediglich, wie auch im Gerüst der Modellanlage, um für den Ausgangstransformator eindeutige Belastungsverhältnisse zu schaffen, ein Widerstand R_1 von 1000 Ohm vorgesehen. Desgleichen waren in dem von AT angelieferten Gerät in den Anodenkreis Impulstransformatoren eingeschaltet, die zu einer Auslösung der Fangschaltung dienten. Da die Fangschaltung fallen gelassen wurde (s. Bericht H 208 "Die Vergrößerung der Wechselrichterstabilität durch den Gitterschutz der Wechselrichterstation"), kamen auch diese anodenseitigen Impulstransformatoren in Fortfall. Es ist jedoch sowohl für das Gerät der Modellanlage als auch der Großanlage in jedem Anodenkreis eine Meldeeinrichtung mit Signallampe vorgesehen, um festzustellen, in welcher Phase die Kippung eingetreten ist. Diese Signalisierung ist in diesem Zusammenhang nicht weiter von Interesse und in Abb. 32 nur schematisch angedeutet (8). Nähere Angaben siehe "Beschreibung und Bedienungsanweisung der Brenndauerüberwachung der Großanlage" (Verfasser Hölter/Kühn) des LfK.

5.2. Impulverlauf

Der Anodentransformator wurde auf die 90 V-Anzapfung eingestellt. Dies ergibt einen Scheitelwert der Anodenspannung von 126 V. Um einen ausreichenden Ausgangsimpuls zur Verfügung zu haben, muß die Zündung des Thyratrons in der Nähe des Spannungsscheitelwertes erfolgen, und zwar etwa bei $50...70^\circ$, damit bei einer evtl. späteren Zündung des Impulsthyratrons in einem Bereich von rd. 60° ebenfalls noch eine ausreichend hohe Anodenspannung vorhanden ist. Da der Zündimpuls des Gitterkreises durch die Phasenlage des Zusatzimpulses festliegt, wurde die Anodenspannung durch Vertauschen der Primäranschlüsse der Anodentransformatoren in ihrer Phase entsprechend eingestellt. Die Netzspannung der Anodentransformatoren muß also mit der Netzspannung der Haupttransformatoren synchron sein, jedoch werden hier im Gegensatz zur Mu-Drosselsteuerung keine allzu großen Forderungen an die Phasengenauigkeit und Spannungskonstanz gestellt.

Weichungen von $\pm 10^\circ$ dürften ohne weiteres zulässig sein. Es muß jedoch auch bei Spannungsabsenkungen im Wechselrichternetz eine ausreichende Anodenspannung zur Verfügung stehen. In der Großanlage wird daher die Speisung der Anodentransformatoren von einem 400 kVA-Synchron-Synchron-Umformer vorgenommen. Rechnet man damit, daß die Zündung des Thyratrons 5° vor dem Phasenschnittpunkt des Wechselrichters erfolgt, so ist in vorliegendem Fall der Zündwinkel $50^\circ \dots 55^\circ$. Bei einem Belastungswiderstand

$$R_i = 1000 \Omega$$

ergibt sich dann auf der Sekundärseite des Impulstransformatore ein Spannungsverlauf gemäß Abb. 33. Der Scheitelwert des Impulses beträgt

$$\hat{u}_i = 190 \text{ V}$$

und die negative Ausgleichsspitze 115 V. Bei einem Sekundärwiderstand von 500 Ohm sinkt die Impulsspannung auf 150 V ab. Die Anstiegsverzögerung für $0 \dots 190 \text{ V}$ beträgt

$$t'_{sv} = 0,65^\circ$$

5.3. Statische Ansprechwerte

Nachdem nun die Untersuchung und Einstellung der Einzelbauteile aller 6 Phasen zu einem gewissen Abschluß gekommen war, wurden die statischen Ansprechwerte der Brenndauerüberwachung ermittelt, d.h. es wurde bei normalem Wechselrichterbetrieb die Zusatzspannung mittels des Drehreglers soweit in voreilendem Sinne verstellt, daß eine Zündung der Impulsthyratrons durch die Flanke der von der Stabilisatorspannung angehobenen Impulsspannung eintritt. Die Nullstellung des Drehreglers ist dadurch festgelegt, daß der 20 V-Wert der Zusatzspannung im Phasenschnittpunkt liegt ($\lambda_z = 0^\circ$). Die Zündspannungen aller 6 Thyratrons liegen bei den hier vorliegenden Anodenspannungen zwischen $-6 \dots -8 \text{ V}$. Unterschiede der Zündkennlinien treten also hier bei einer Steilheit der Zusatzspannung von $20 \dots 30 \text{ V/1}^\circ$ kaum in Erscheinung, ebenfalls geringe Unterschiede der Anodenspannungen, die durch Netzunsymmetrien bedingt sind. Diese Unterschiede betragen nicht mehr als $0,1^\circ$ betragen.

-50-

H 2c3b

Diese statisch gemessenen Werte summieren sich aus folgenden Werten früherer Einzelmessungen:

- | | |
|---|---|
| 1) Anstiegsverzögerung der Zusatzspannung | $t_{zv} = 3,2^\circ$ für 20...100 V Anstieg |
| 2) Fehlwinkel der Wandler-Stabilisatorschaltung | $\Delta\lambda = 5...7^\circ$ |
| 3) Löschwinkel | λ |

Bei einem Löschwinkel von $\lambda = 10^\circ$ war für $I_g = 0,5...1,5$ A eine Vorverlegung der Zusatzspannung um folgende Winkel λ_z aus der Nullstellung bis zur Zündung notwendig.

$$\lambda = 10^\circ \quad \lambda_z = 18,2^\circ \dots 20,2^\circ$$

Ein Anstieg des Gitterimpulses über den 140 V-Wert der Stabilisatorspannung erfolgte bei

$$\lambda = 10^\circ \quad \lambda_z = 14,2^\circ \dots 16,2^\circ$$

Stellt man also die Zusatzspannung so in ihrer Phase ein, daß sich bei einem Löschwinkelgrenzwert die abfallende Flanke der Stabilisatorspannung und die ansteigende Flanke der Zusatzspannung so überlappen, daß ihre Summenspannung gerade 140 V beträgt (- 100 V Gitterspannung), so ist also eine weitere Vorverlegung der Zusatzspannung um rd. 4° notwendig, um eine Zündung des Impulsthyratrons zu bewirken. Umgekehrt kann man folgern, daß eine Unterschreitung des Löschwinkelgrenzwertes um etwa 4° notwendig ist, um die Brenndauerüberwachung auszulösen. Diese Löschwinkelabweichung ist durch die Flankenneigung der Stabilisatorspannung und der Zusatzspannung bedingt. Obwohl die Löschwinkelabweichung an und für sich unerwünscht ist, scheint sie in vorliegendem Fall noch als durchaus tragbar. Zudem tritt sie nur bei einer Abnahme des Löschwinkels, nicht aber bei einem Zündaussetzer des Wechselrichters in Erscheinung.

Legt man einen Löschwinkelgrenzwert von

$$\lambda_g = 10^\circ$$

fest, so ist die Zusatzspannung auf einen Winkel von

$$\lambda_z \approx 14^\circ$$

anzustellen. Der Ansprechlöschwinkel beträgt dann

$$\lambda_a = 6^\circ \quad \text{für} \quad I_g = 0,3 \text{ A}$$

$$\lambda_a = 4^\circ \quad \text{für} \quad I_g = 1,5 \text{ A}$$

Um den Wert der Löschwinkelabweichung zu verringern, könnte man einen Anstieg der aus der Überlappung der Stabilisator- und Zusatzspannung resultierenden Gitterspannung auf + 180 V zulassen, da die negative Vorspannung dann immer noch -60 V beträgt. Die Löschwinkelabweichung ist dann nur rd. 2°.

Setzt man wiederum einen Löschwinkelgrenzwert von

$$\lambda_g = 10^\circ$$

fest, so hat der Ansprechlöschwinkel einen Wert von

$$\lambda_a = 8^\circ \quad \text{für} \quad I_g = 0,3 \text{ A}$$

und

$$\lambda_a = 6^\circ \quad \text{für} \quad I_g = 1,5 \text{ A}$$

Die Zusatzspannung muß dabei auf einen Winkel von

$$\lambda_z = 182^\circ$$

eingestellt werden.

6. Gesamtschaltung in Zusammenarbeit mit der Modellanlage.

6.1. Schaltung und Wirkungsweise.

Gemäß Abb. 32 wird der Ausgangsimpuls der Brenndauerüberwachung dem Gitterkreis des Steuerrohres Th' des Kurzschlußventils eingefügt. Der Scheitelwert des Impulses beträgt rd. 200 V und die negative Vorspannung u_{g-} ist auf - 100 V eingestellt.

Bei Zündung des Steuerrohres Th' wird der Kondensator C_{kv} über den Gittertransformator T_g des Kurzschlußventils KV entladen und hiermit die Zündung eingeleitet. Auch hier mußte, wie beim Impulsthyratron, der Brenndauerüberwachung, die Zeitkonstante des Gitterkreises der Impulsteilheit angepaßt werden.

Die Gitterwiderstände wurden auf

$$R_g' = R_g'' = 5000 \Omega$$

und die Gitterkondensatoren auf

$$C_g' = C_g'' = 2500 \text{ cm}$$

herabgesetzt. Die Verzögerung des Gitterimpulses des Kurzschlußventils gegenüber dem Ausgangsimpuls der Brenndauerüberwachung betrug

$$t'_{gv} + t''_{gv} = 9,2^\circ \text{ mit Gitterkondensator}$$

$$" \quad " \quad = 1,2^\circ \quad " \quad "$$

Der letztere Betrag entfällt somit auf die Umspanner (Streuung). Die dritte Sekundärwicklung dient zur Auslösung der Wechselrichterkursperre, die in Abb. 32 nur schematisch angedeutet ist. Sie besteht aus einer kombinierten Thyatron- und Melaischaltung, die auf den Gitterkreis der Steuerventile des Wechselrichters wirkt und diesen für 3...5 Perioden sperrt. Dadurch wird bei Zündung des Kurzschlußventils bereits die Folgeanode des Wechselrichters gesperrt und erst beim Wiederhochfahren des Kabel durch den Konstantstromregler wieder freigegeben.

6.2. Arbeitsweise der Brenndauerüberwachung bei Kippungen.

Die nachfolgenden oszillographischen Untersuchungen wurden unter folgenden Verhältnissen durchgeführt:

- a) Die Kippung wird durch Zündaussetzer des Hauptgefäßes 2- eingeleitet.
- b) Gleichseitig mit der Zündung des Kurzschlußventils wird die Wechselrichterkursperre ausgelöst.
- c) Das Kurzschlußventil liegt in Reihe mit einem Dämpfungswiderstand von $R_{kv} = 300 \text{ Ohm}$.
- d) Gleichstromseitig ist der Konstantstromregler in Betrieb.

Die Osz. 25...28 (Abb.34...36) zeigen den Spannungsverlauf am Wechselrichter (U_{gII}), die Gitterspannung eines Impulsthyratrons der Brenndauerüberwachung (u_{gt} über Verstärker aufgenommen) und den sekundären Transformatorstrom der Phase R. Der Phasenwinkel der Zusatzspannung beträgt $\lambda_g = 15^\circ$ und der Löschwinkel $\lambda = 10^\circ$.

Den Zündaussetzer des Gefäßes 2- erkennt man deutlich an der Verbreiterung des Stromblockes der Phase 2, da das stromführende Gefäß (1-) nun länger brennt. Die dem Gefäß 1- zugeordnete Steuerspannung u_{gt} im Gitterkreis des Impulsthyratrons zeigt das Auftreten einer steilen Zündspitze, die zu einer Auslösung des Kurzschlußventils und zu einem Zusammenbruch der Wechselrichterspannung führt. Der Wechselrichterstrom i_g wird sehr schnell auf Null gedrückt. Die Wechselrichterspannung verläuft weiterhin entsprechend dem Spannungsabfall des Schwingstromes am Dämpfungswiderstand des Kurzschlußventils. Nach dem Nulldurchgang des Schwingstromes, der sich durch den Spannungssprung kennzeichnet, erfolgt in bekannter Weise das Wiederhochfahren des Kabels.

Während bei $I_g = 1,5$ A und $I_g = 0,5$ A die Zündung des Kurzschlußventils noch vor dem Phasenschnittpunkt erfolgt, ist dies bei $I_g = 0,1$ A nicht mehr der Fall. Wie bereits erwähnt, ist dies durch das Lücken des sekundären Wandlerstromes der Brenndauerüberwachung bedingt. Da die Zusatzspannung noch über einen genügend großen Bereich mit ausreichender Amplitude vorhanden ist, erfolgt eine Zündung nach dem Ansteigen des Stromes i_g hinter dem Phasenschnittpunkt.

Die Osz. 29...32 (Abb.37,38) geben dieselben Verhältnisse wie vordem, jedoch in größerem Zeitmaßstab, wieder. Aus diesen Osz. wurde der Zündwinkel des Kurzschlußventils, auf den Phasenschnittpunkt bezogen, ermittelt zu:

$\alpha_{KV} = + 6,4^\circ$	$I_g = 1,4$ A
$= + 6,1^\circ$	$= 0,5$ A
$= + 1,4^\circ$	$= 0,2$ A
$= - 30^\circ$	$= 0,125$ A.

-54-

B 203b

Die Zündung erfolgt also selbst bei $I_g = 0,2$ A noch vor dem Phasenschnittpunkt. Bei einem Winkel der Zusatzspannung von $\lambda_z = 15^\circ$ ergeben sich damit Verzögerungen von $8,6^\circ$ bei annäherndem Nennstrom. Die hier eingehenden Verzögerungen betragen:

- | | |
|--|----------------------------------|
| 1) Anstiegsverzögerung der Zusatzspannung | $t_{gv} = 3,2^\circ$ |
| 2) Verzögerung im Gitterkreis der Brenndauerüberwachung | $t_{gv} = 0,96^\circ$ |
| 3) Anstiegsverzögerung des Ausgangsimpulses u_1 | $t'_{gv} = 0,65^\circ$ |
| 4) Verzögerungszeit im Gitterkreis des Steuerventils und Kurzschlußventils | $t'_{gv} + t''_{gv} = 9,2^\circ$ |
| Insgesamt ergibt dies | $t_{gv} = 7,41^\circ$ |

Dieser Wert stimmt hinreichend mit der oben gemessenen Verzögerung überein. Die Zunahme der Zündverzögerung mit abnehmendem Strom wird durch die Abnahme der Stabilisatorspannung bedingt sein. Bei $I_g = 0,2$ A ist bereits eine merkliche Absenkung der Stabilisatorspannung durch den Fehlerstrom vorhanden, so daß bereits eine größere Verlagerung des Zündpunktes entsteht.

7. Bauunterlagen.

Abb.39 zeigt den endgültigen Stromlaufplan des Brenndauerüberwachungsgerätes für die Modellanlage des MFK (dazu Klemschaltbild Abb.40). Die Positionen beziehen sich auf die Stücklisten 1 und 2. Das Gerät ist in 5 Bauteile aufgeteilt. Bauteil A enthält den Ausgangskreis und den Heizkreis. Die Bauteile $B_1 \dots B_3$ sind alle gleich ausgeführt und immer 2 um 180° versetzten Phasen zugeordnet. Die Ansicht des Gerätes für die Modellanlage des Gleichrichterbüros geht aus dem Foto Abb.41 hervor. Die 3 oberen Felder enthalten die Bauteile $B_1 \dots B_3$ mit je 2 Impulsthyratrons und 2 Stabilisatoren. Darüber befindet sich die Signalisierung. Die Stromwandler W sind an die Haupttransformatoren angebaut.

1 203b

Stückliste 1 zu Abb.39

Brenndauerüberwachung der Modellanlage

Teil A

Pos.	Stck.	Gegenstand	Benennung
1	1	Transformator	Primär: 70 V, 50 Hz. 3 Sekundärwicklungen mit je 210 V, 80 mA. Leistung 50 VA
2	1	Transformator	Primär 220 V + 5 %, 50 Hz. 2 Sekundärwicklungen je 10 VA, 6 V. Leistung 150 VA.
3	1	Potentiometer	0 - 150 Ohm, Leistung 50 W
4	1	Kondensator	20 μ F, 500 V Betriebsspannung.
5,6	2	Widerstand mit Schelle	0,3 Ohm, 30 W
7	1	Klemmerleiste	30teilig.

H 203b

Stückliste 1 zu Abb.39

Brenndauerüberwachung der Modellanlage

Teil A

Pos.	Stck.	Gegenstand	Benennung
1	1	Transformator	Primär: 70 V, 50 Hz. 3 Sekundärwicklungen mit je 210 V, 80 mA. Leistung 50 VA
2	1	Transformator	Primär 220 V \pm 5 %, 50 Hz. 2 Sekundärwicklungen je 10 VA, 6 V. Leistung 150 VA.
3	1	Potentiometer	0 - 150 Ohm, Leistung 50 W
4	1	Kondensator	20 μ F, 500 V Betriebsspannung.
5,6	2	Widerstand mit Schelle	0,3 Ohm, 30 W
7	1	Klemmenleiste	30teilig.

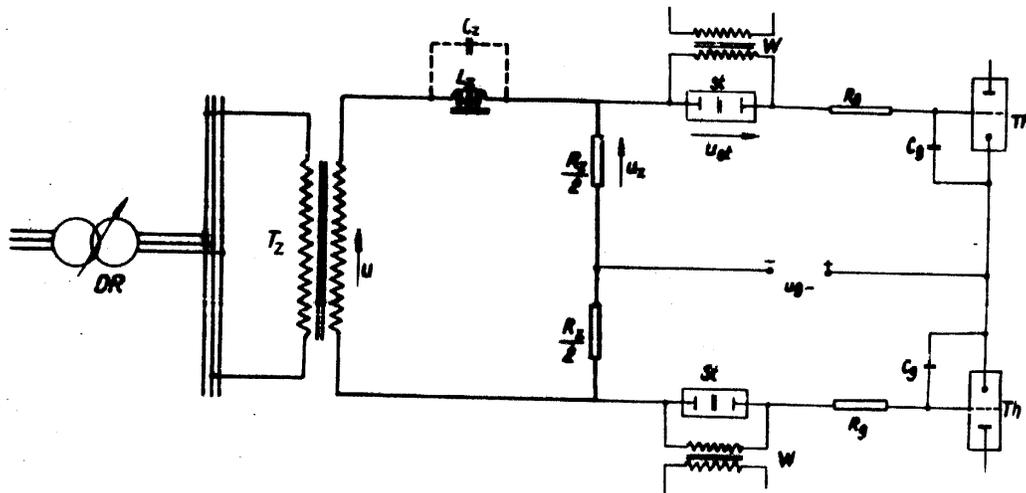
H 203b

Stückliste 2 zu Abb.39

Brenndauerüberwachung der Modellanlage

Teil B1 - B2 - B3

Pos.	Stck.	Gegenstand	Bemessung
1	1	Transformator	Primär: 380 V \pm 5 %, 50 Hz, Sekundär: 2 x 150 V, Anzapfungen 2 x 130 / 2 x 110 / 2 x 90 V. Leistung 100 VA
2	1	Transformator	Primär: 380 V \pm 5 %, 50 Hz, Sekundär: 2 x 150 V, Anzapfungen 2 x 130 / 2 x 110 / 2 x 90 V, Leistung 20 VA
3	1	μ -Drossel (Röh tr 1)	Kern aus 39 einseitig lackierten 0,35 mm- μ -Blechen, Normalschnitt K 42, ohne Luftspalt überlappt ge- schichtet, 6000 Wdgn. Anzapfungen 0u 5000 / 4000 / 2000 Wdgn., 0,1 mm \varnothing CuL.
4,5	2	Widerstände	10 kOhm Leistung 10 W
6,7	2	Widerstände	30 kOhm " 10 W
8,9	2	Widerstände	300 kOhm " 2 W
10,11	2	Widerstände	20 kOhm " 2 W
12,13	2	Kondensatoren	1000 pF 500 V _~ Betriebsspannung
14,15	2	Kondensatoren	50000 pF 500 V _~ "
16	1	Kondensator	5000 pF 500 V _~ "
17,18	2	Thyratrons	Type S 1/11 1 KV 1 A
19,20	2	Stabilisatoren	Type STV 280/80
21	1	Klemmenleiste	23teilig



DR Drehregler
 T_z Netztransformator
 -z Mu-Drossel
 R_z Nutzwiderstand
 C_z Parallelkondensator

U Sek. Spannung des Netztransformators
 u_z Zusatzspannung
 u_{st} Stabilisatorspannung
 u_{g-} negative Gittervorspannung

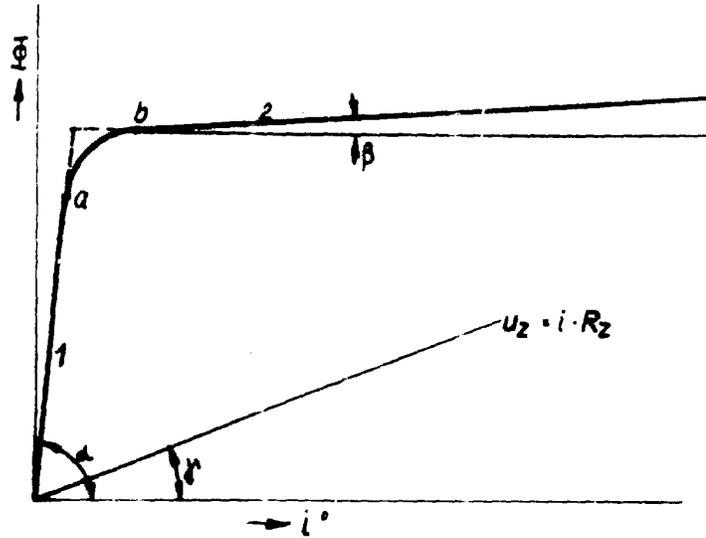
W Stromwandler
 St Stabilisator
 Th Impulsthyratron
 R_g Gitterwiderstand
 C_g Gitterkondensator

Abb.1 Mu-Drossel-Steuerung für Zusatzimpuls (2phasig)

Endgültige Schaltung für Modellanlage

H203b

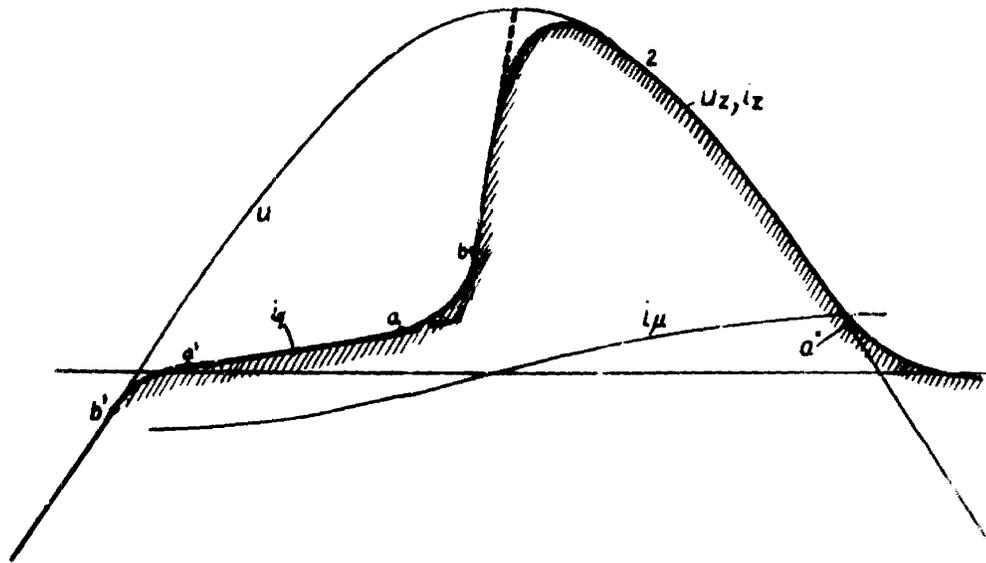
H 203b



- Φ Fluß
- i Strom
- 1 ungesättigter Bereich
- a Beginn der Sättigung
- b Drossel gesättigt
- 2 gesättigter Bereich
- u_2 Spannung am Nutzwiderstand
- R_2 Nutzwiderstand, $R_2 = c \cdot \tan \beta$
- Anfangsinduktivität (Bereich 1) $\omega \cdot w^2 \cdot \frac{d\Phi}{di} = c \cdot \tan \alpha$
- Restinduktivität (Bereich 2) $\omega L_2 = c \cdot \tan \beta$

Abb.3 Magnetisierungskurve der μ -Drossel
(schematisch)

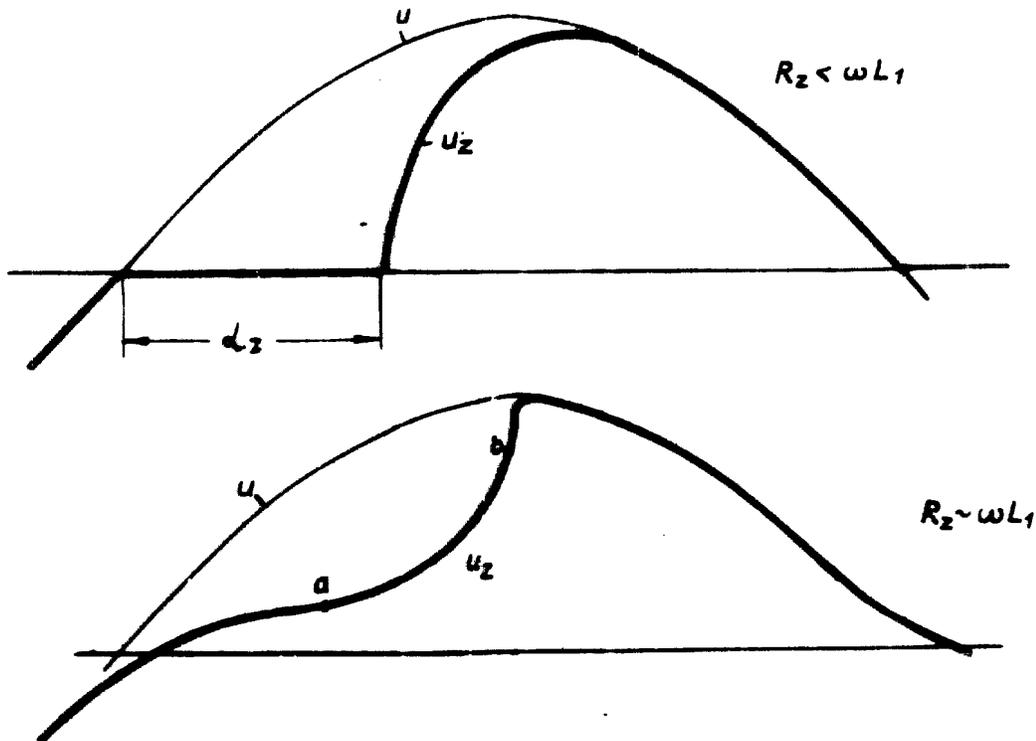
H203b



- 1 ungesättigter Bereich (a'-a)
- a Beginn der Sättigung
- b Drossel gesättigt
- 2 gesättigter Bereich (b-a')
- u Speisespannung
- u_z Zusatzspannung
- i_1 Strom im ungesättigten Bereich
- i_2 Strom im gesättigten Bereich
- i_μ Magnetisierungsstrom ohne Berücksichtigung der Sättigung

Abb 4 Verlauf der Impulsspannung

H203b



R_z Nutz.widerstand
 ωL_1 Anfangswiderstand der Mu-Drossel
 im ungesättigten Bereich
 u_z Zusatzspannung
 u Speisespannung
 δ_z Phasenwinkel des Sättigungssprunges

Abb.5 Einfluß der Größe des Nutzwiderstandes auf den Impulsverlauf

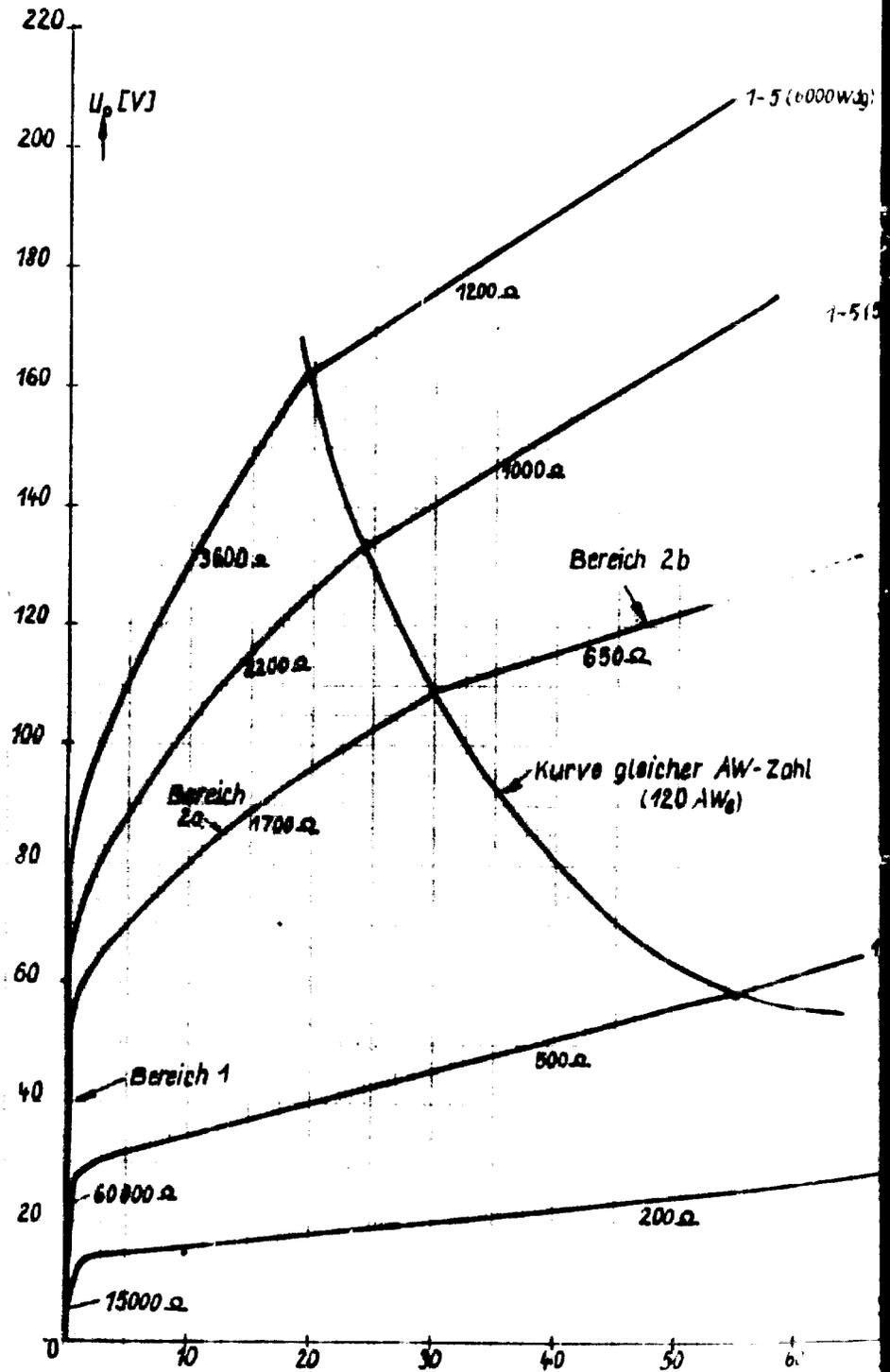


Abb.6 Leerlaufkurven der Mu-Drossel bei verschiedenen Windungszahl

1-5 (5000 Wdg)

1-5 (5000 Wdg)

Mu-Drossel M 42a Bar 2461 Ktr. 1

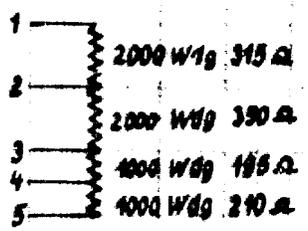
f = 50 Hz

U₀ Leerlaufspannung

I₀ Leerlaufstrom

1-3 (4000 Wdg)

- Zahl



1-2 (2000 Wdg)

4-5 (1000 Wdg)

→ I₀ [mA]



**Drossel
ungszahlen**

1-5 (2000 Wdg)

1-5 (5000 Wdg)

Mu-Drossel: M42a Ber 2461 K11

f = 50 Hz

U₀ Leerlaufspannung

I₀ Leerlaufstrom

1-3 (4000 Wdg)

Zahl

1	2000 Wdg	115 Ω
2	2000 Wdg	350 Ω
3	1000 Wdg	195 Ω
4	1000 Wdg	240 Ω
5	1000 Wdg	240 Ω

1-2 (2000 Wdg)

4-5 (1000 Wdg)

I₀ [mA]

70

75

80

100

Drossel
Wdg Zahlen

H 203 b

5000 Wdg)

1-5 (5000 Wdg)

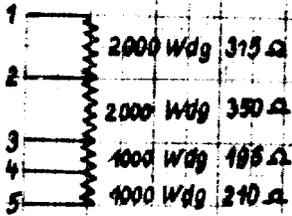
Mu-Drossel M42a Ber. 2461 Kfr. 1

f = 50 Hz

U₀ Leerlaufspannung

I₀ Leerlaufstrom

1-3 (4000 Wdg)



1-2 (2000 Wdg)

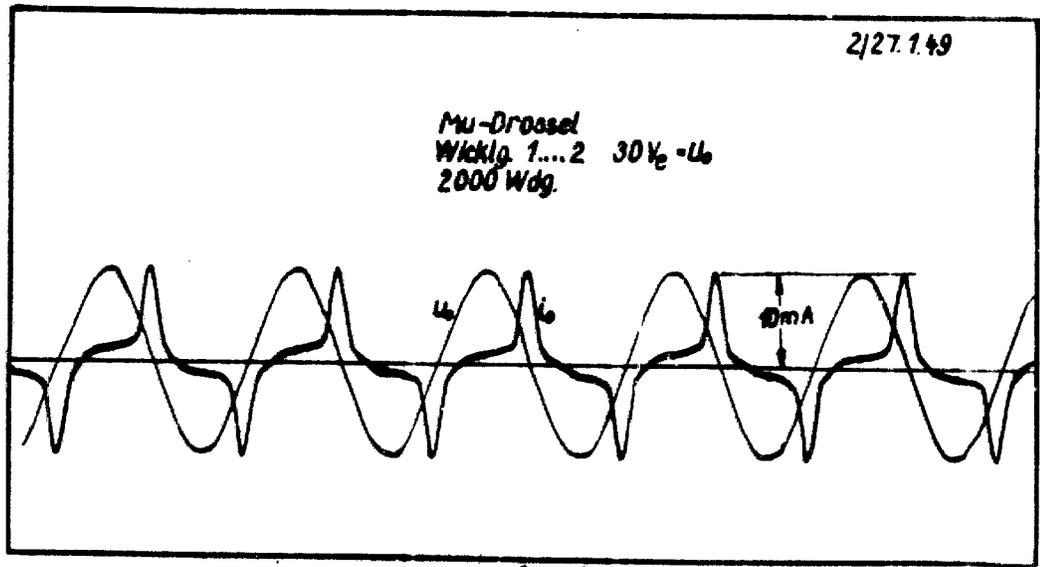
4-5 (1000 Wdg)

→ I₀ [mA]

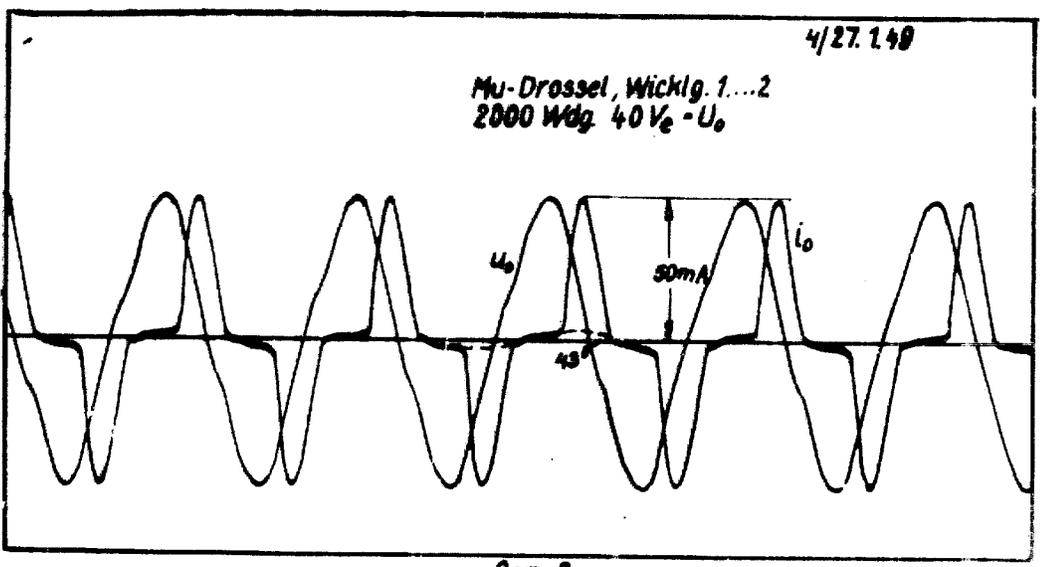
0 70 80 90 100

ssel
szahlen

H203b



0sz. 1

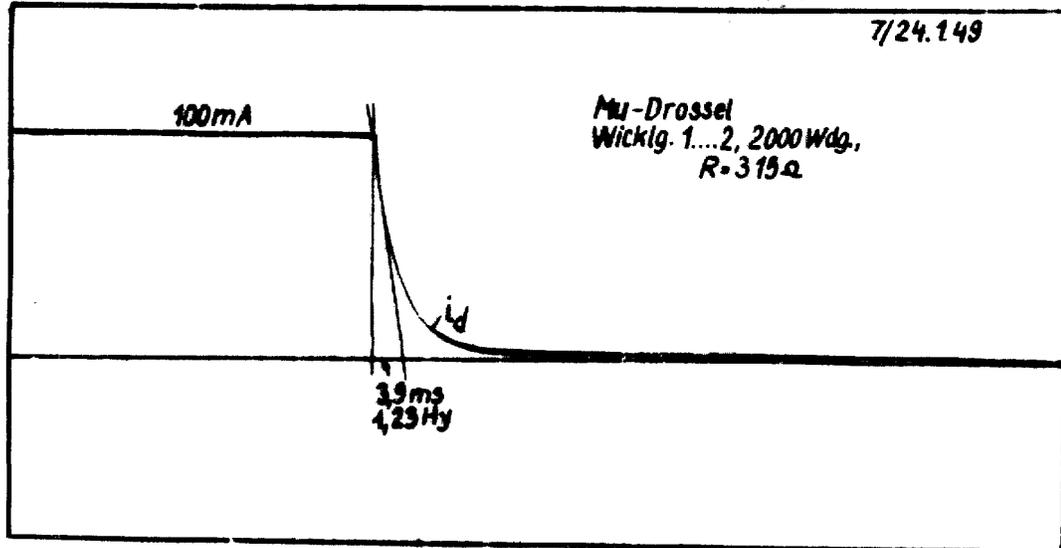


0sz. 2

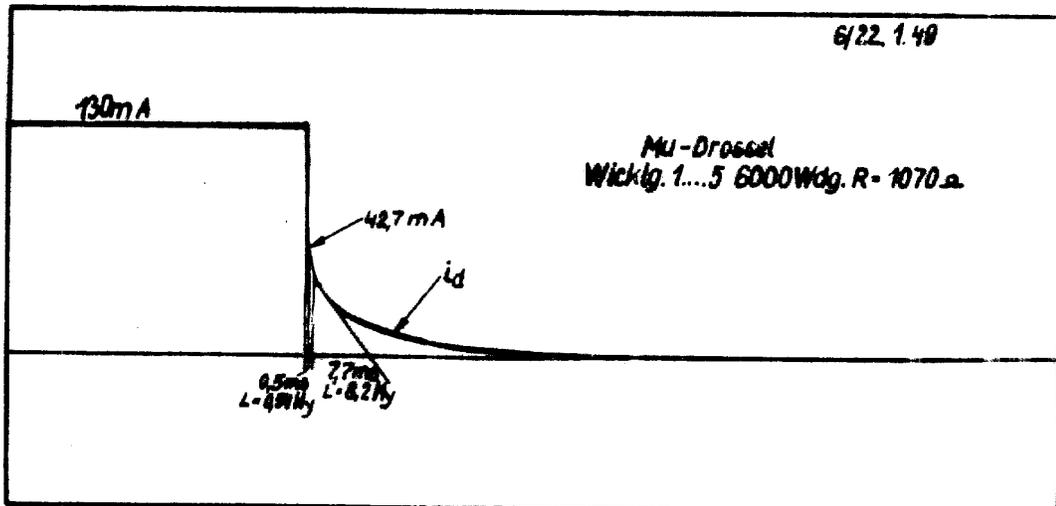
U₀, U₀ Leerlaufspannung
i₀ Leerlaufstrom

Abb. 7 Leerlauf der Mu-Drossel

H203b



0sz. 3



0sz. 4

Kurzschließen der gleichstromerregten Drossel

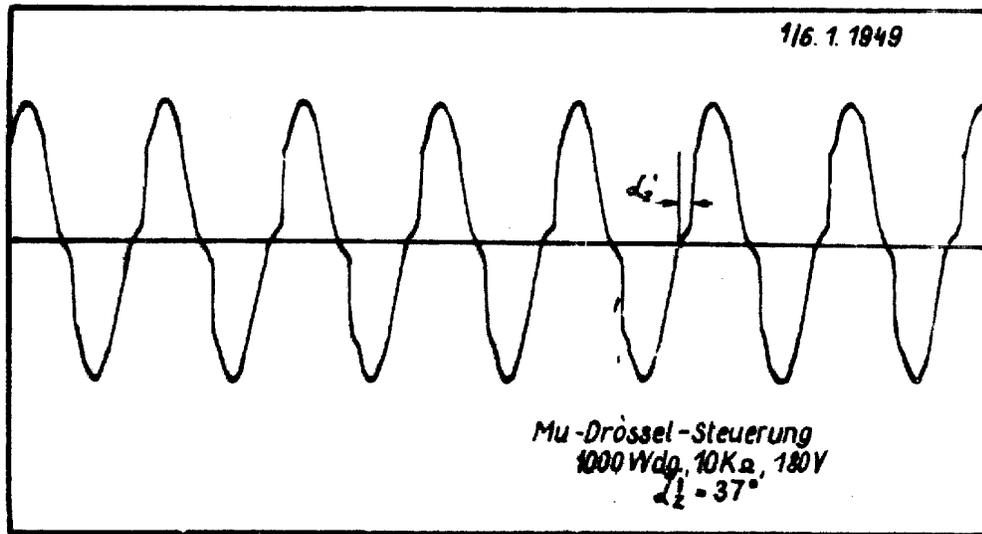
R Ohmscher Widerstand der Drossel

L Induktivität der Drossel aus der Subtangente
der Stromkurve

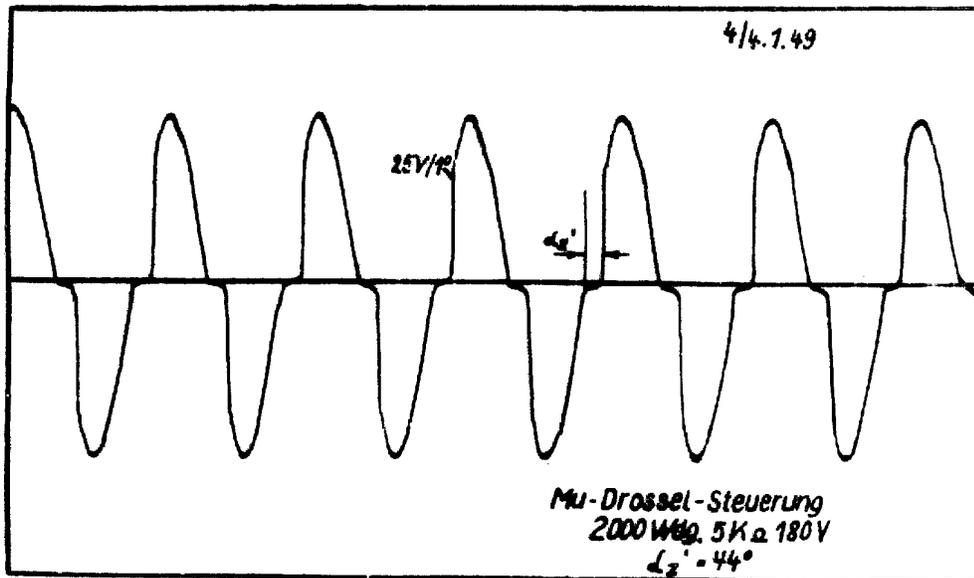
i_d Strom in der Drosselspule

Abb.8 Gleichstrommessung der Mu-Drossel

H203b



Osz. 5

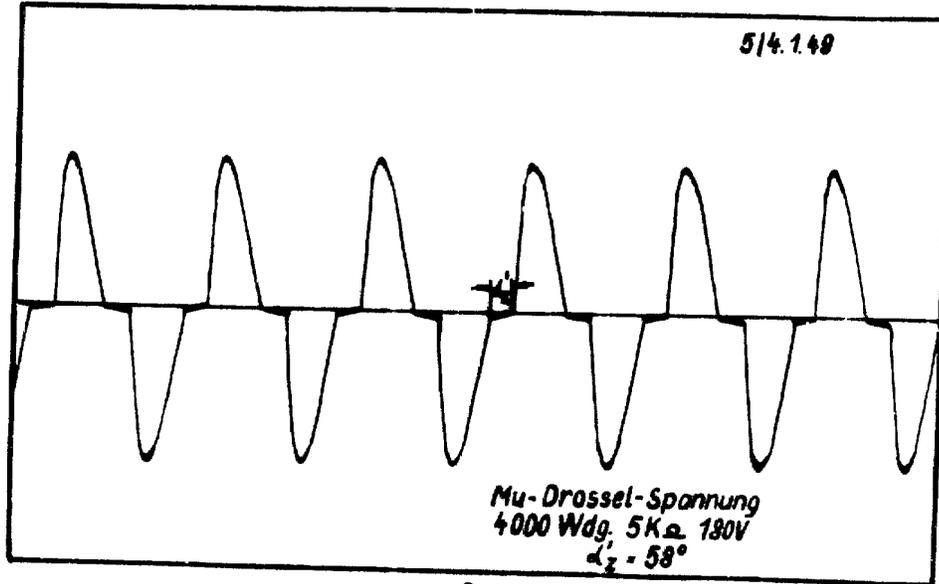


Osz. 6

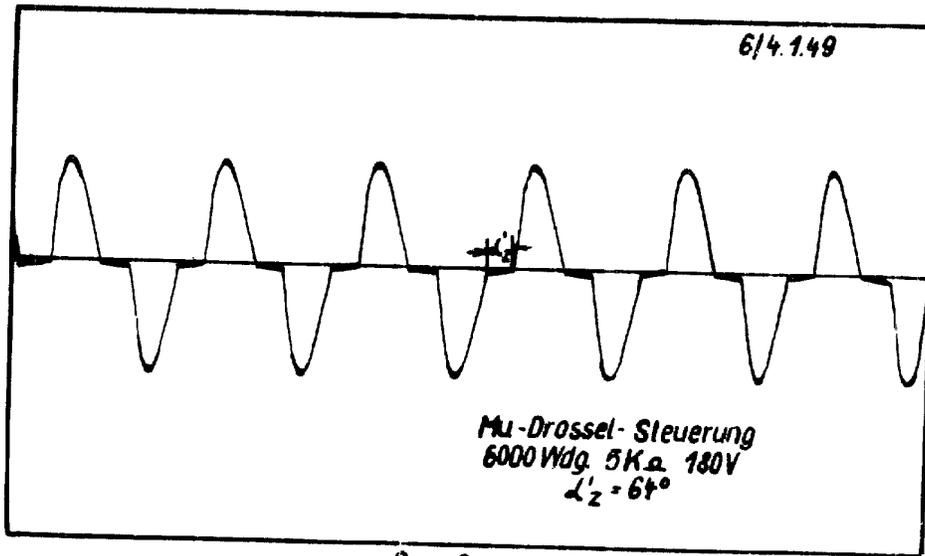
Nutzwiderstand $R_z = 5K\Omega, 10K\Omega$
 Speisespannung $U = 180V$
 Δ_2 Phasenwinkel des Spannungssprunges

Abb. 9 Zusatzimpuls bei verschiedenen Windungszahlen der Mu-Drössel

H 203b



Osz. 7

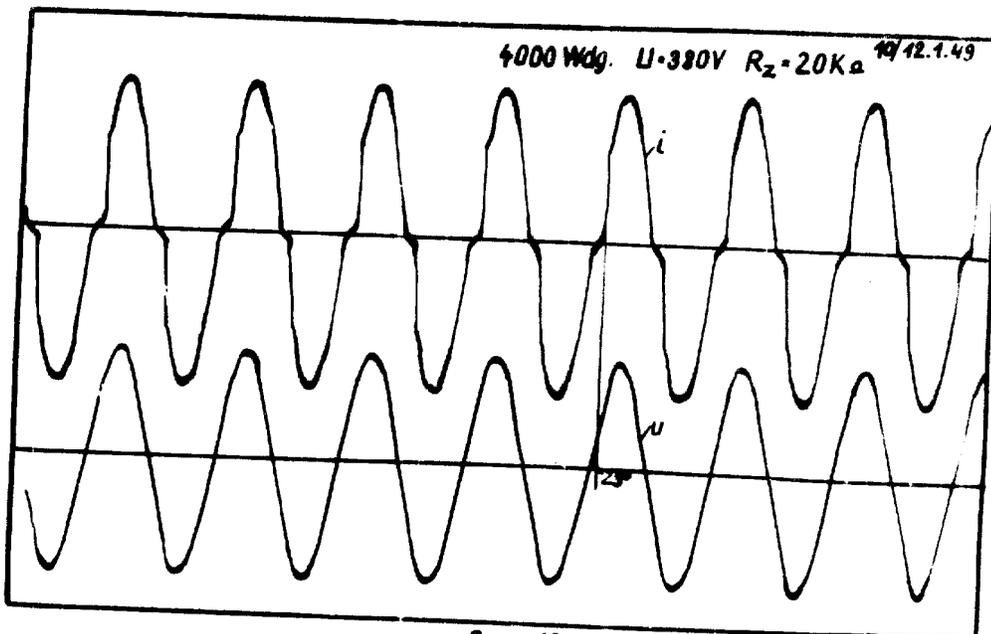
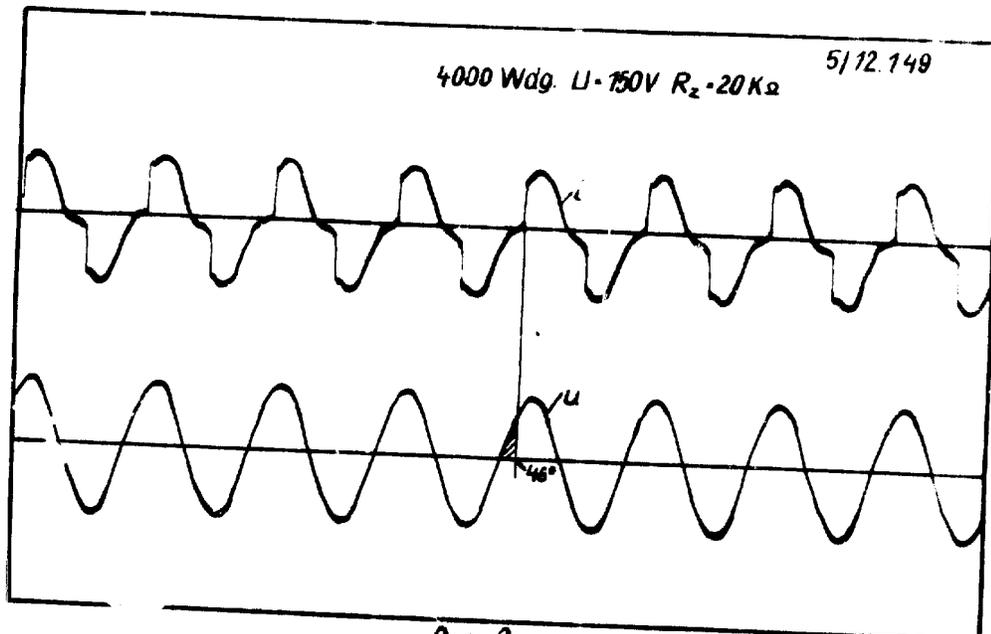


Osz. 8

Nutzwiderstand $R_z = 5K\Omega$
Speisespannung $U = 180V$
 ϕ_z Phasenwinkel des Spannungsprunges

Abb. 10 Zusatzimpuls bei verschiedenen Windungszahlen der Mu-Drossel

H 203 b

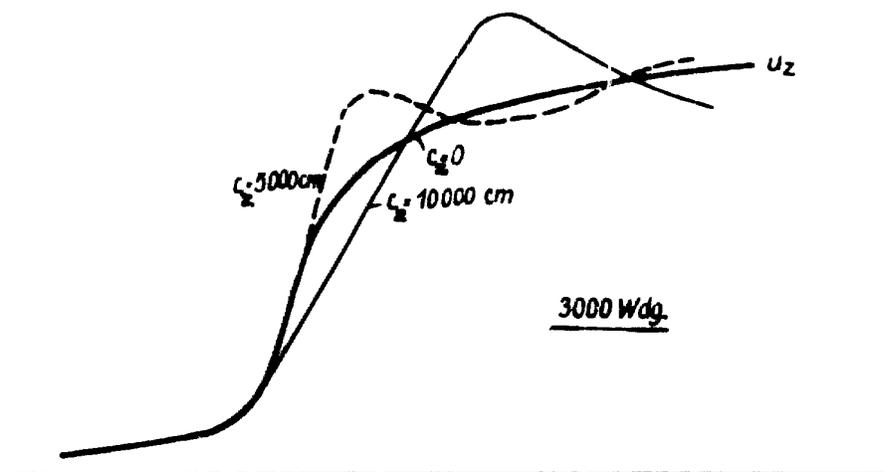


R_z Nutzwiderstand
 U Speisespannung
 i Drosselstrom = Impulsspannung

Abb.11 Zusatzimpuls bei verschiedenen Speisespannungen

(204) J- Omsch. 128

H 203b

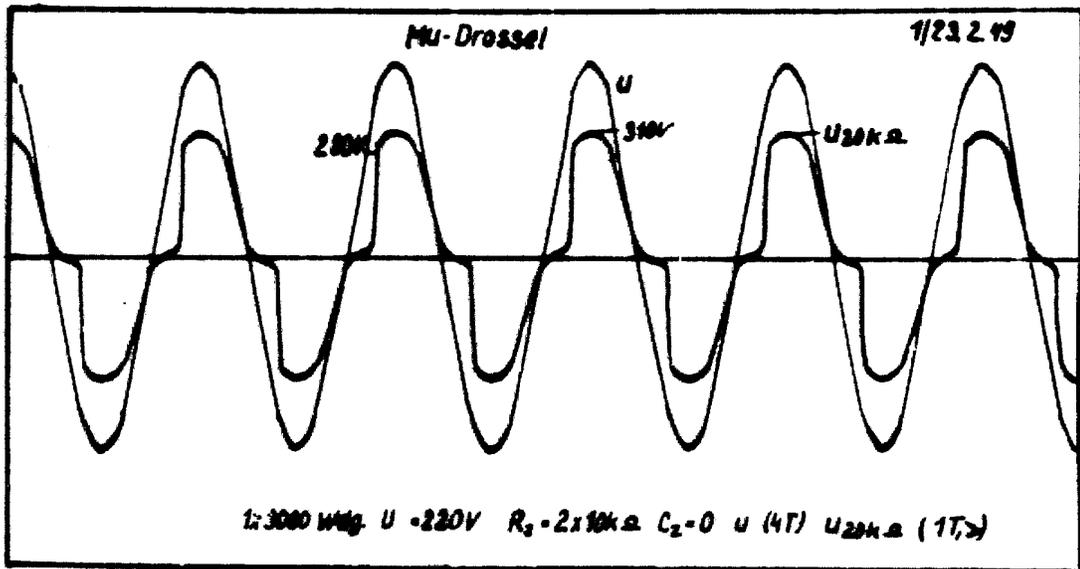


u_z = Zusatzspannung

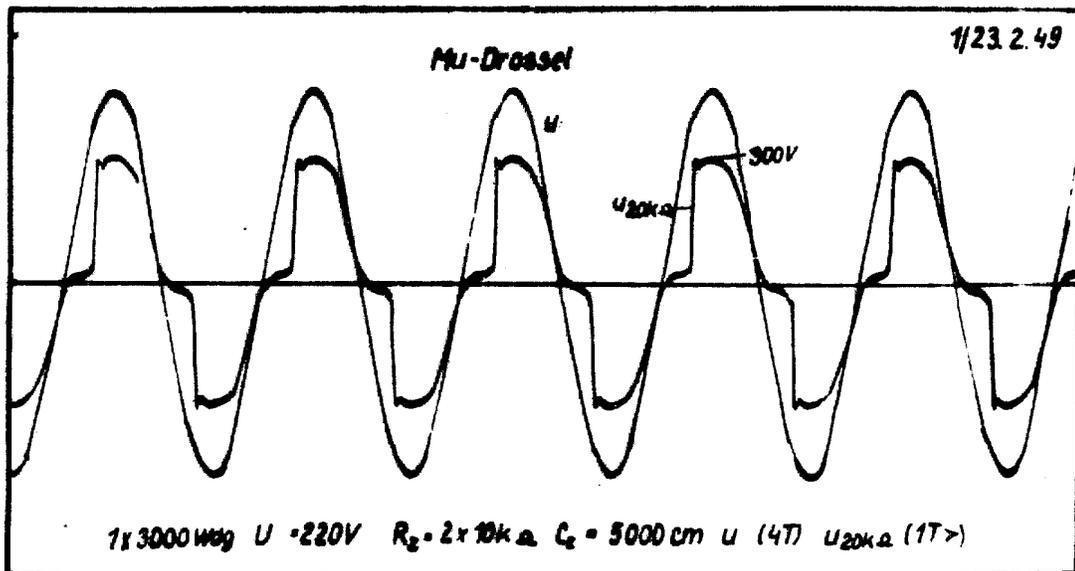
C_z = Parallelkapazität zur Mu-Drossel

**Abb. 12 Einfluß des Parallelkondensators
der Mu-Drossel auf den Impuls-
anstieg**

H203b



Osz. 11

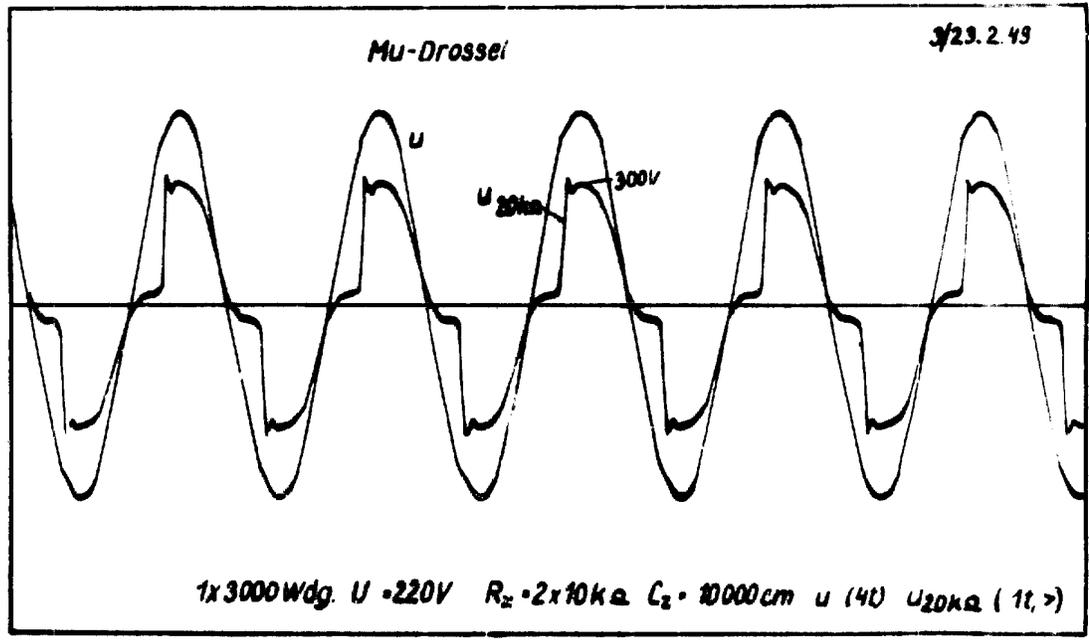


Osz. 12

u_s, U_s Spisespannung
 R_z Nutzwiderstand
 C_z Parallelkondensator

**Abb. 13 Einfluß des Parallelkondensators
auf den Impulsanstieg**

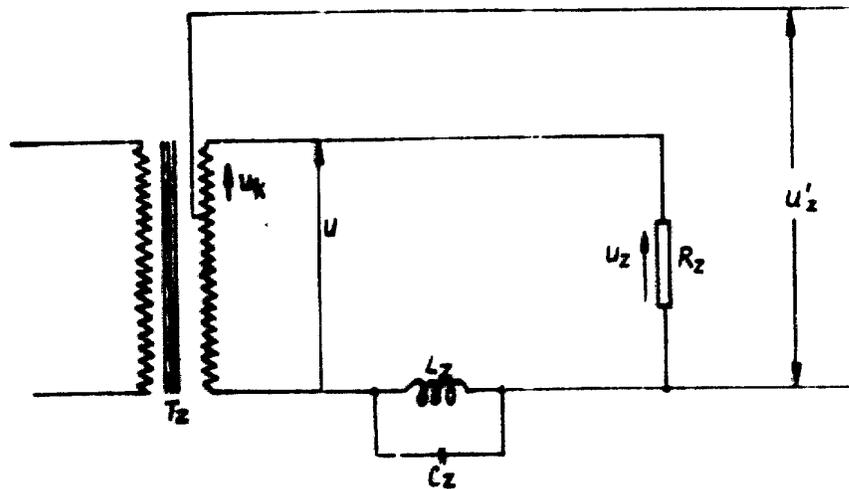
H203b



u, U Spelsespannung
R_Z Nutzwiderstand
C_Z Parallelkondensator

**Abb. 14 Einfluß des Parallelkondensators
auf den Impulsanstieg**

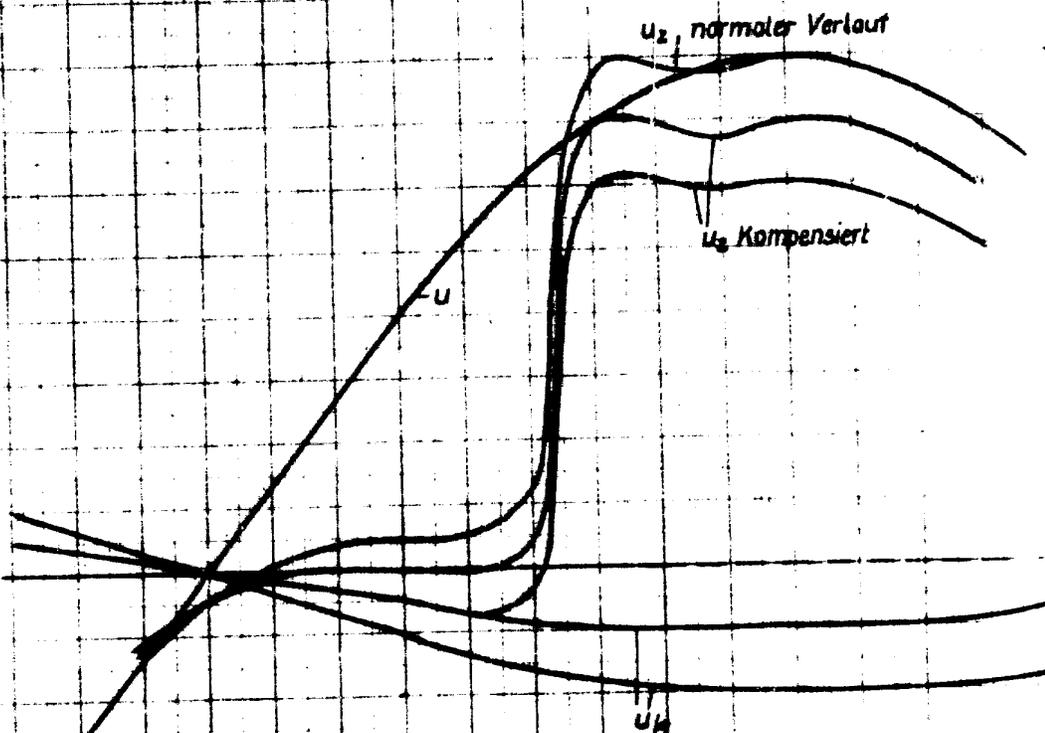
H203b



U Speisespannung
 U_k Kompensationsspannung
 U_z Zusatzimpuls ohne Kompensation
 U'_z Zusatzimpuls mit Kompensation
 T_z Netztransformator
 L_z Mu-Drossel
 C_z Parallelkondensator
 R_z Nutzwiderstand

Abb. 15 Kompensationsschaltung

H203b



u Speisespannung
u₂ Zusatzspannung
u_k Kompensationsspannung

Abb. 16 Verlauf der Zusatzspannung mit und ohne Kompensation

H 203 b

- DR Drehtregler
- T_Z Netztransformatator
- L_Z Mu-Drossel
- R_Z Nutz widerstand
- C_Z Parallelkondensator
- u_Z Zusatzspannung
- u_{st} Stabilisatorspannung
- u_g negative Vorspannung
- W Stromwandler
- st Stabilisator
- Th Impulshydratron
- R_g Gitterwiderstand
- C_g Gitterkondensator

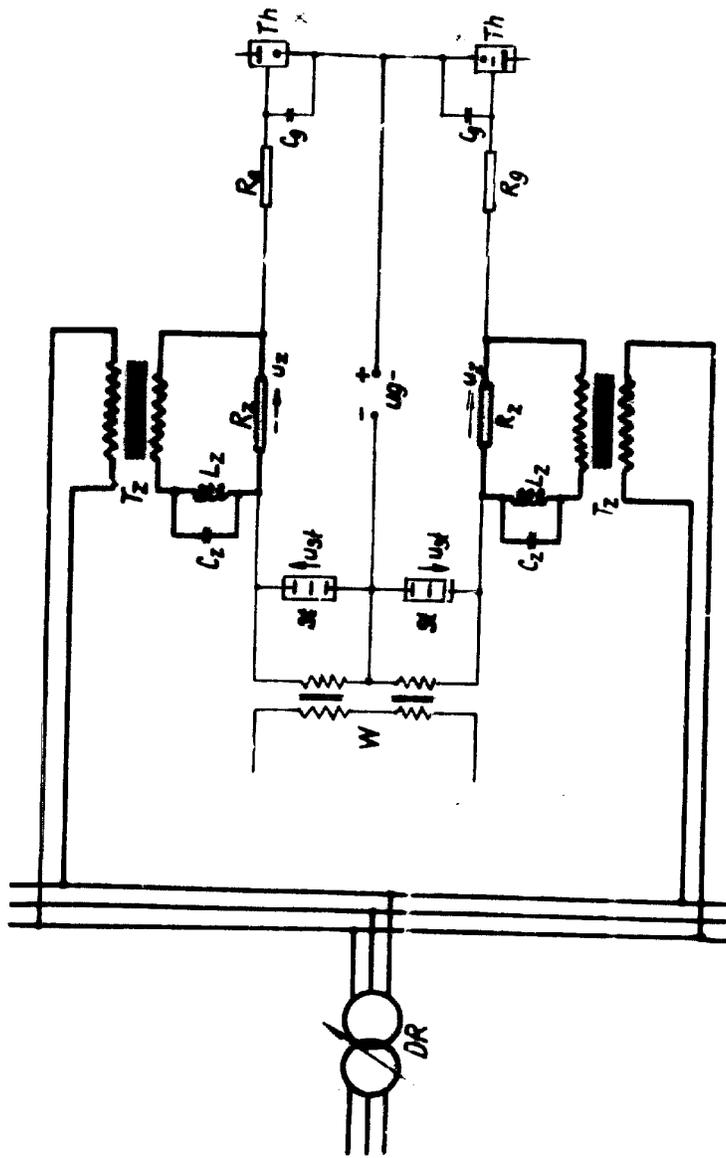
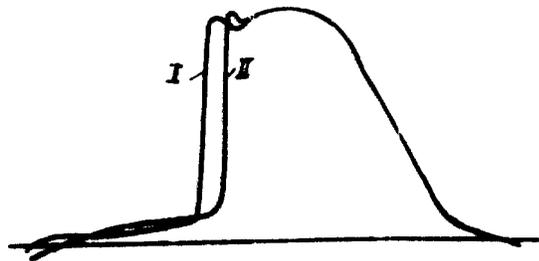


Abb 17 Mu-Drossel Steuerung für Zusatzimpuls
 Endgültige Schaltung für Großanlage

H203b



0sz. 14

I $U = 220V$ $2R_z = 2 \times 10k\Omega$ $3000Wdg$ $C_z = 5000cm$
II $U = 110V$ $R_z = 10k\Omega$ $2000Wdg$ $C_z = 5000cm$

U - Speisespannung
 R_z - Nutzwiderstand
 C_z - Parallelkondensator

Abb. 18 Zusatzspannung bei 110V und 220V
Speisespannung

H 203b

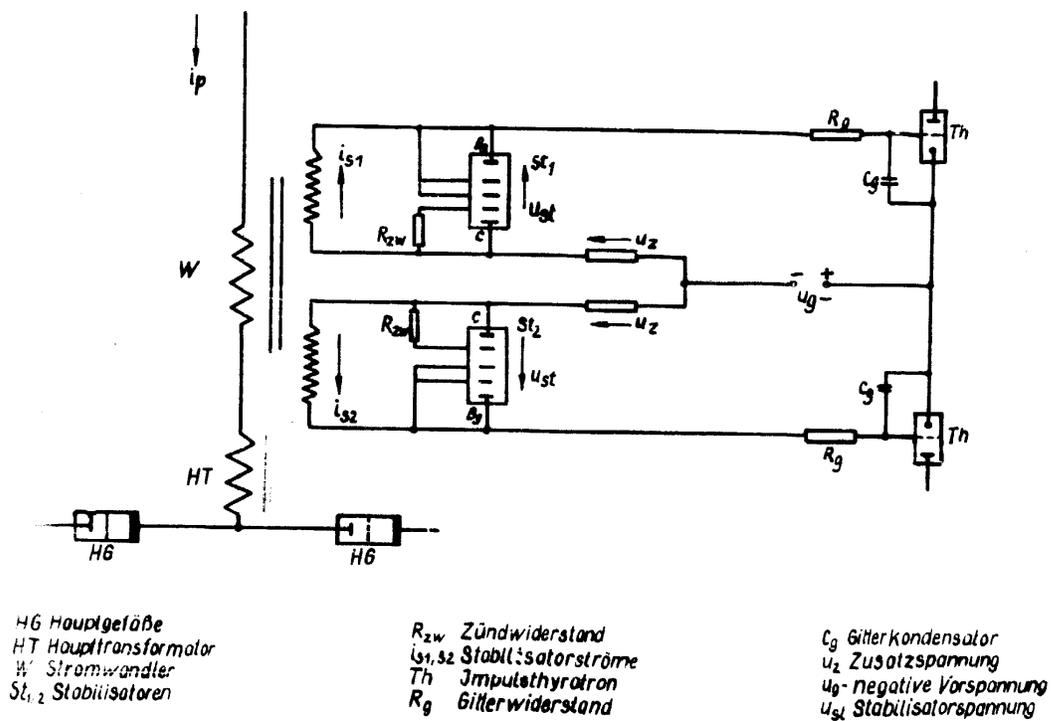


Abb. 19 Wandler-Stabilisatorschaltung
(2phasig)

H203b

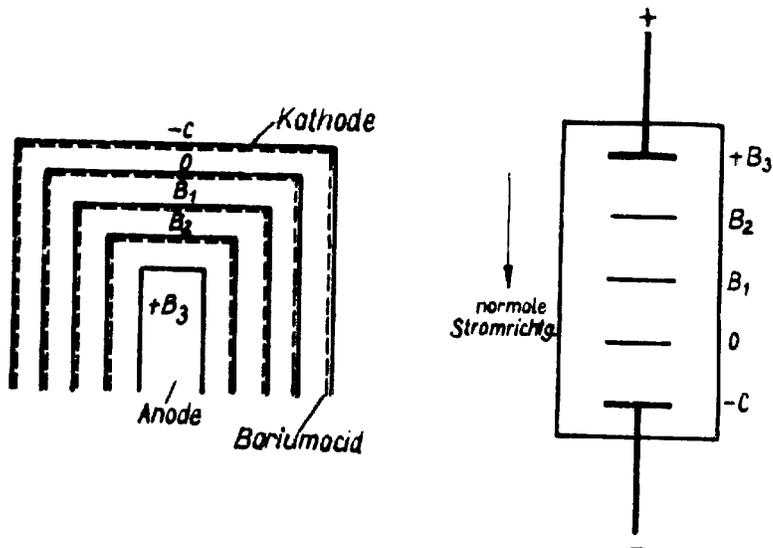
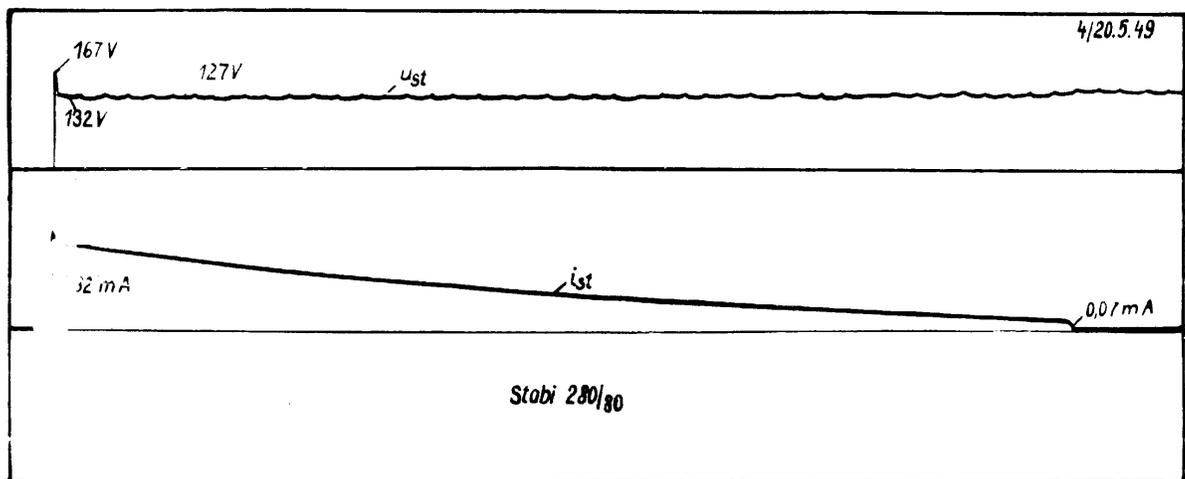


Abb. 20 Elektrodenanordnung des Stabilisators

Type St V280/80

H203b



I_{st} Stabilisatorstrom
 U_{st} Stabilisatorspannung

Abb. 21 Kondensatorentladung über Stabilisator

H 2030

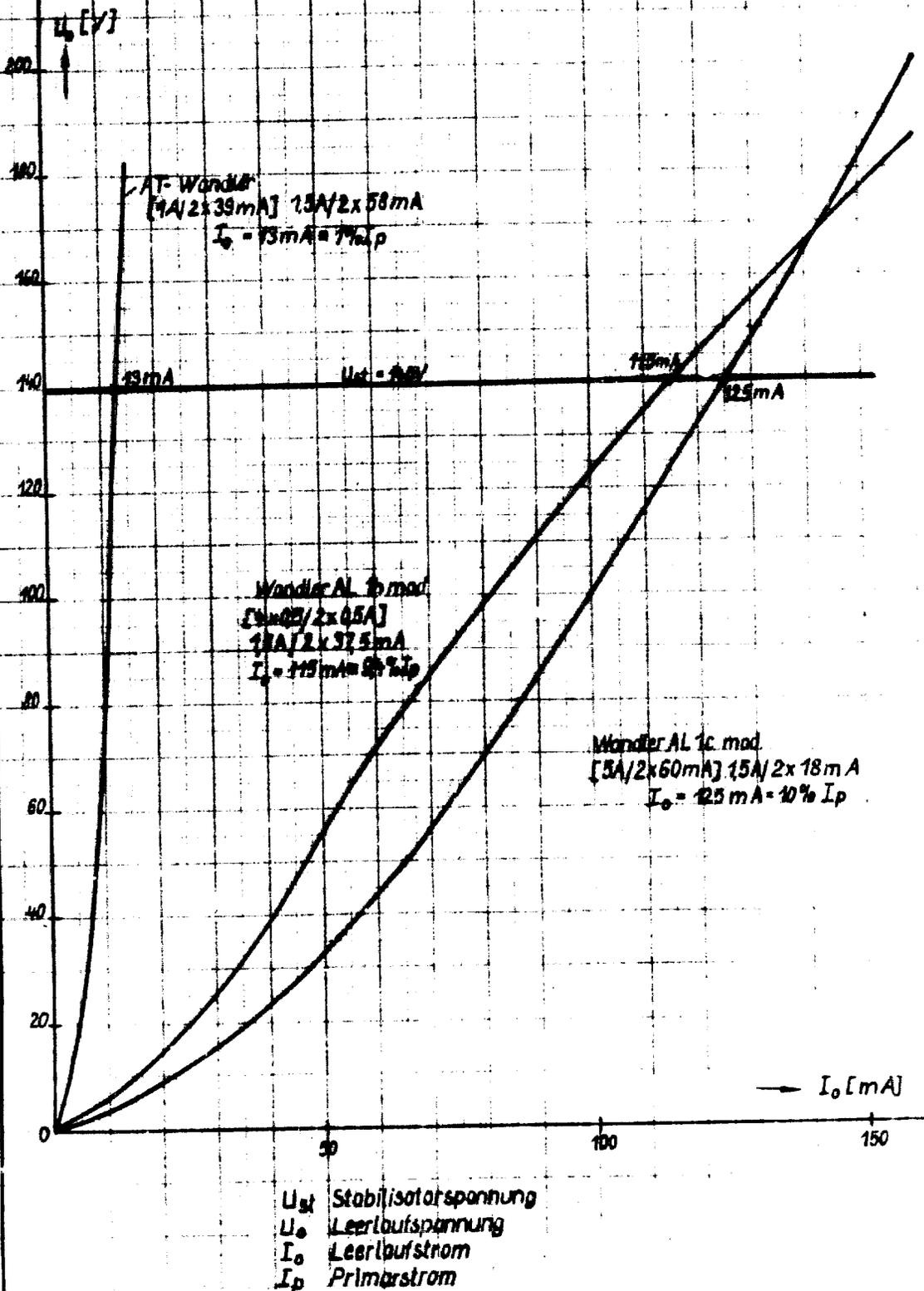
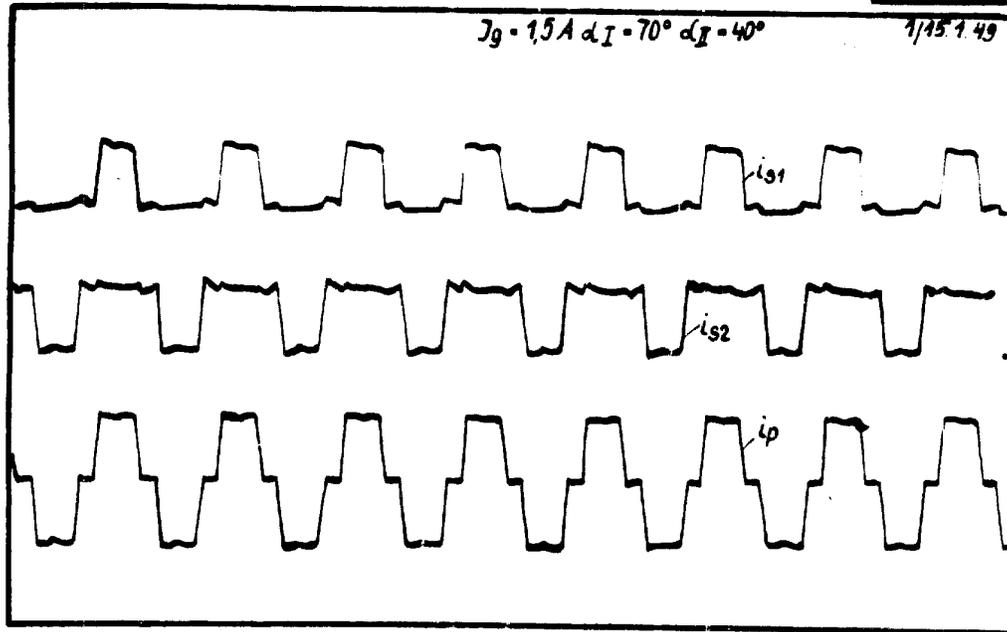
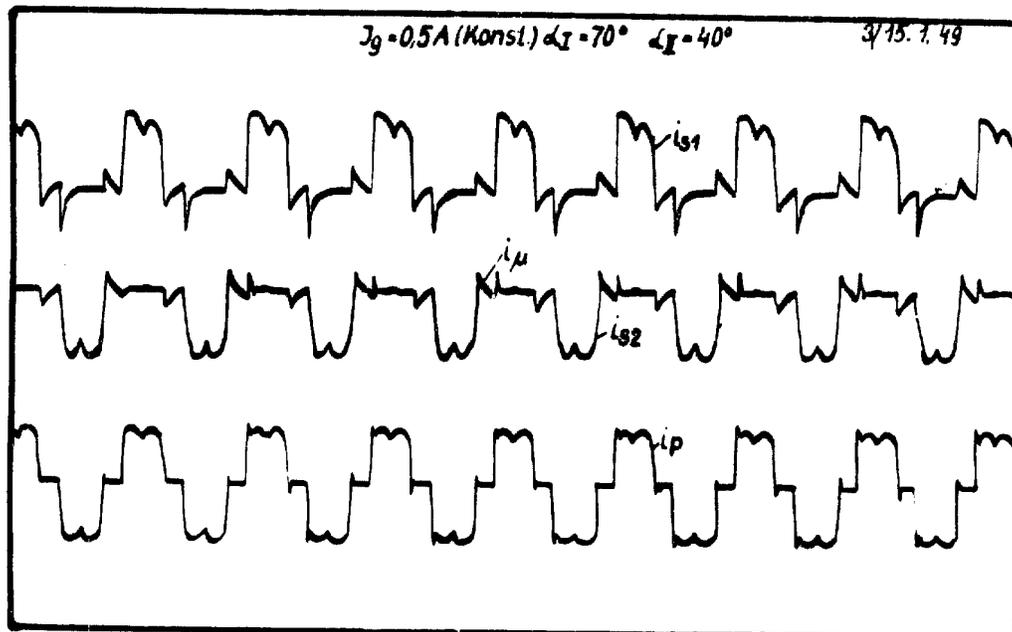


Abb. 22 Leerlaufkurven der Stromwandler

H203b



osz. 15

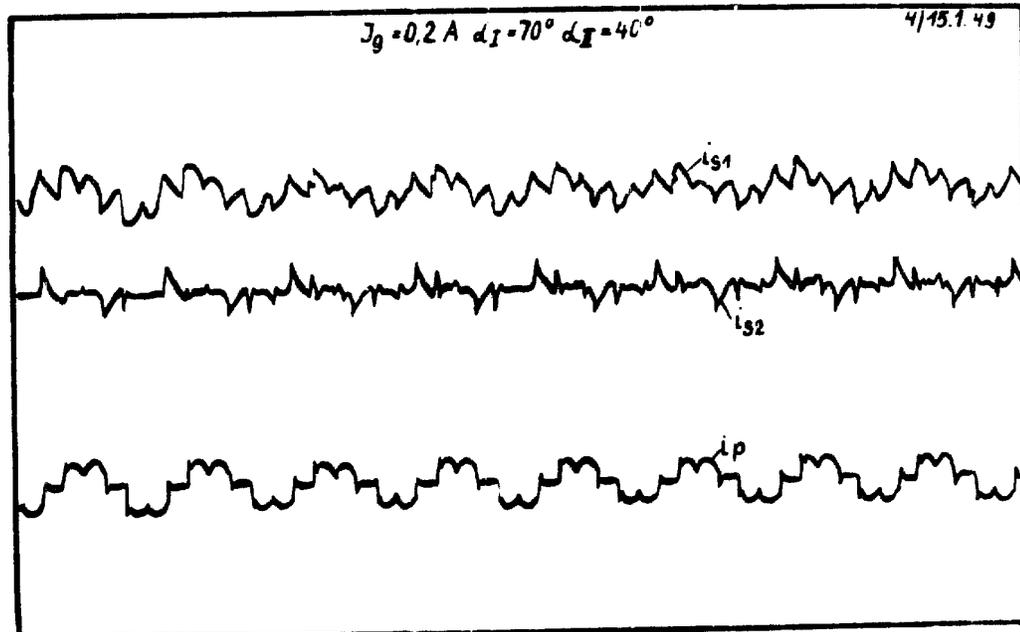


osz. 16

i_{s1}, i_{s2} Wandlerströme der beiden Sekundärwicklungen
 i_p primärer Wandlerstrom
 i_μ Magnetisierungsstrom
 I_g Gleichstrom
 α_I, α_{II} Zündwinkel des Gleichrichters und Wechselrichters

Abb. 23 Wandlerströme

H203b

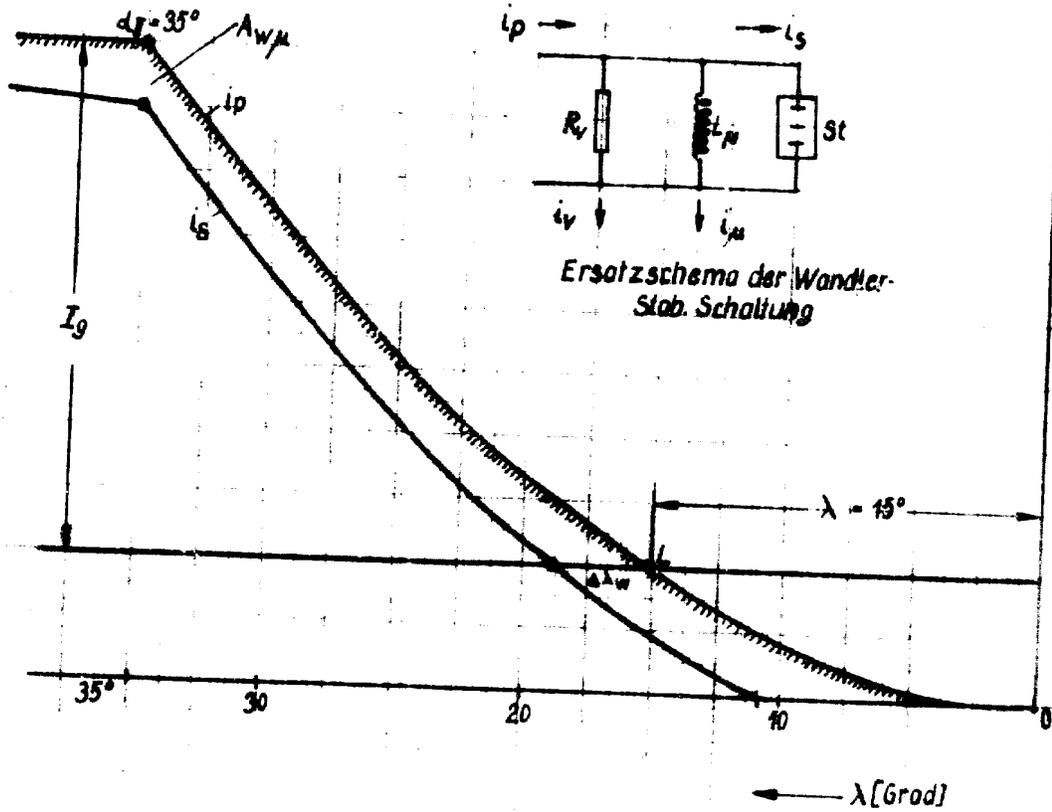


Osz. 17

i_{s1}, i_{s2} Wandlerströme der
beiden Sekundärwicklungen
i_p primärer Wandlerstrom
i_m Magnetisierungsstrom
I_g Gleichstrom
α_I, α_{II} Zündwinkel des Gleichrichters
und Wechselrichters

Abb. 24 Wandlerströme

H203b



- I_g Gleichstrom
- i_p primärer Wandlerstrom
- i_s sekundärer Wandlerstrom
- i_v Verluststrom
- i_μ Magnetisierungsstrom
- λ Löschwinkel
- L Löschung des Primärstromes
- A_{wp} Amplitudenfehler
- α_g Zündwinkel
- St Stabilisator
- R_v Verlustwiderstand
- L_μ Hauptinduktivität

Abb. 25 Fehlwinkel des Wandlers

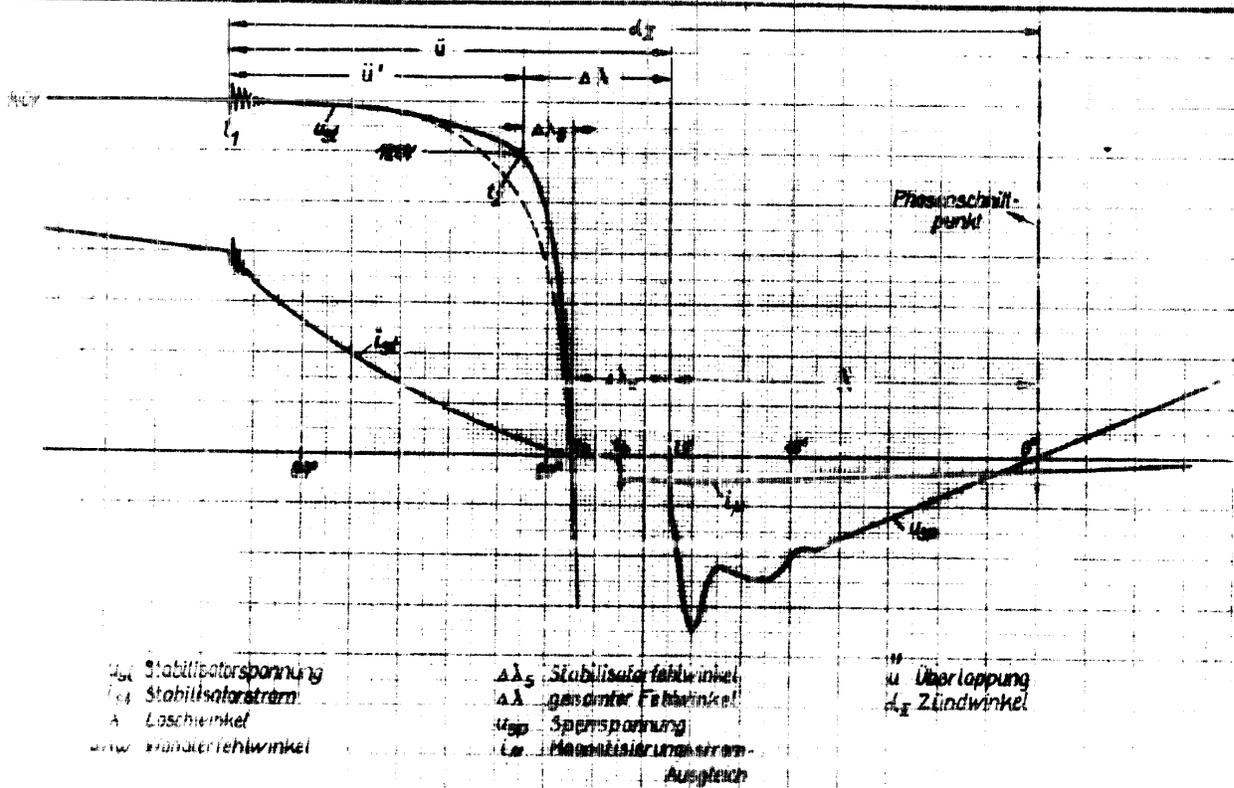
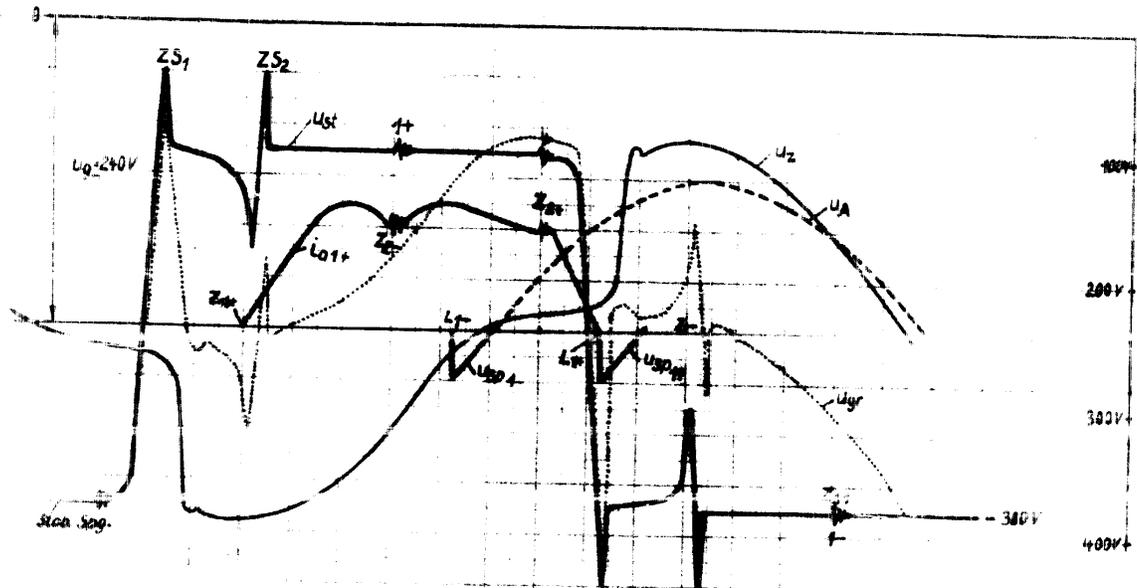


Abbildung 15: Stabilisatorstrom- und -spannung während der Überlappung



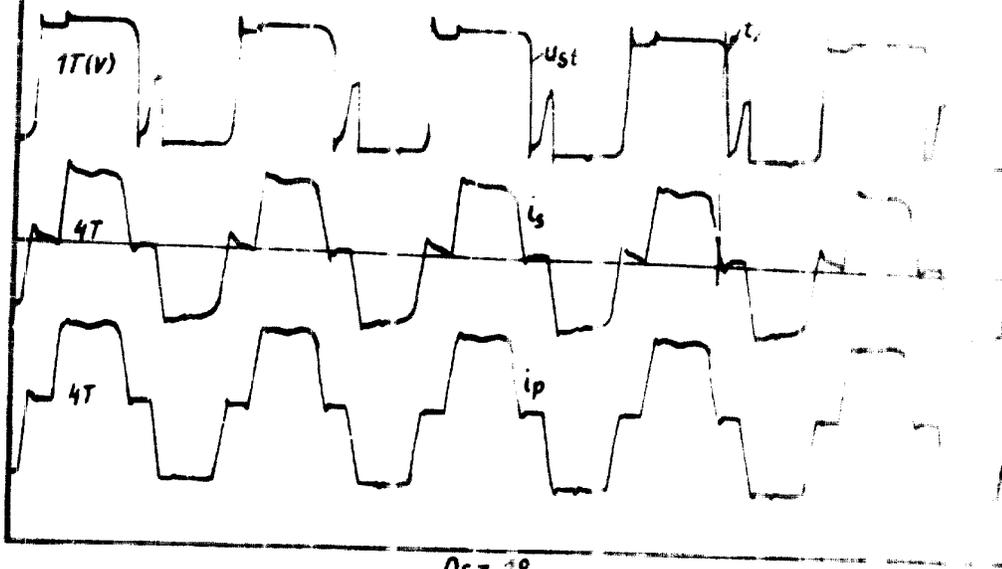
- | | |
|--|---|
| u_g negative Gitterspannung | i_{a+} Anodenstrom vom Hauptgefäß 1+ |
| u_{st} Stabilisatorspannung | $u_{sp,1+}$ Sperrspannung vom Hauptgefäß 1+ |
| u_2 Zusatzspannung | ZS Zündspitzen des Stabilisators |
| u_A Anodenspannung | Z Zündpunkte der Hauptgefäße |
| u_g resultierende Gitterspannung
($u_2 + u_{st}$) | L Löschkpunkte der Hauptgefäße |

Zündspitzen des Stabilisators
(ohne R-C Bürde)

H 13 b

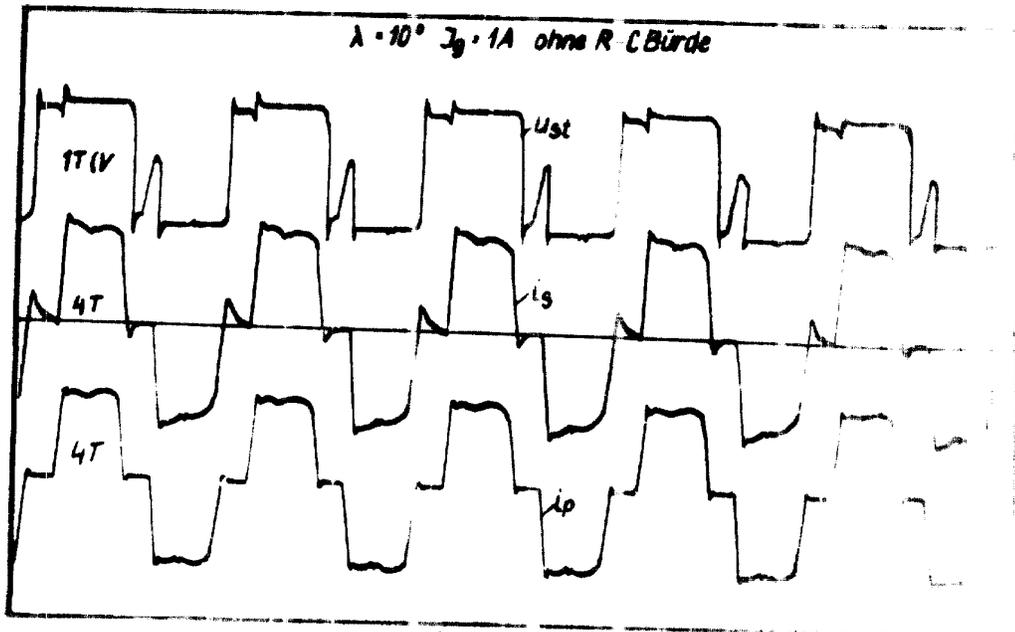
$\lambda = 10^\circ$ $I_g = 1,35 A$ ohne R-C Bürde

1/1 1/49



Osz. 18

$\lambda = 10^\circ$ $I_g = 1 A$ ohne R-C Bürde

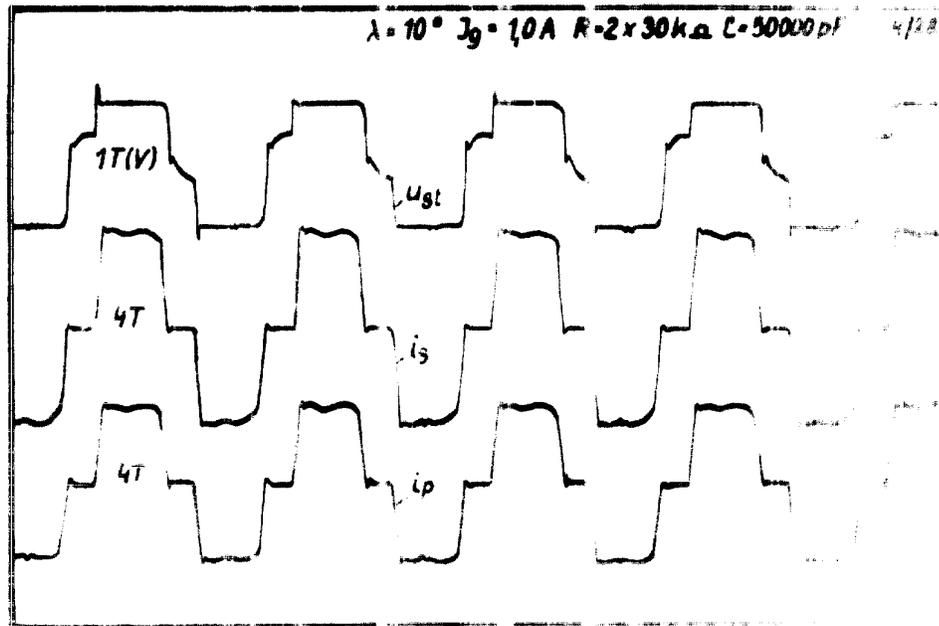
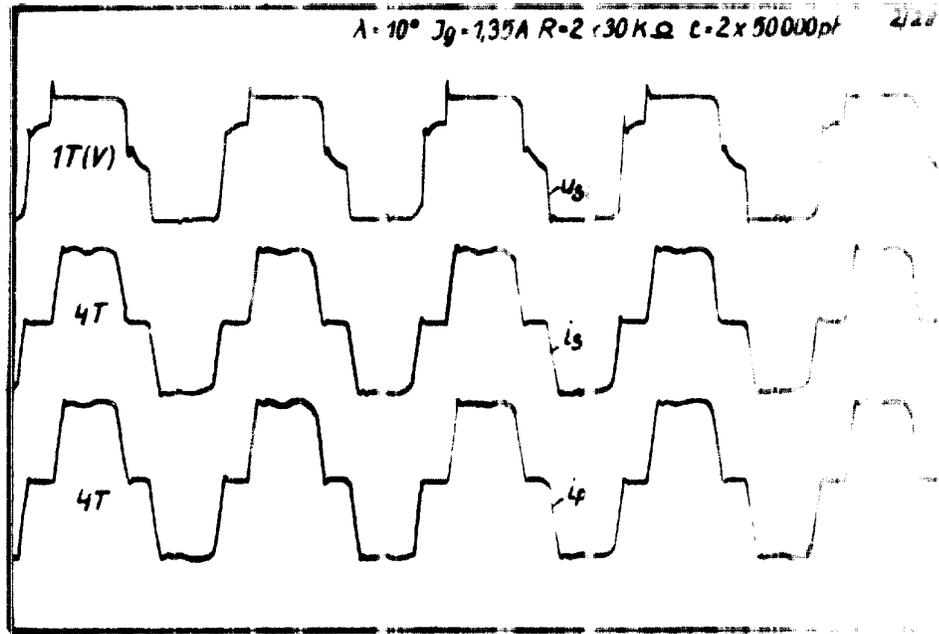


Osz. 19

- u_{st} Stabilisatorspannung
- i_s sekundärer Wandlerstrom
- i_p primärer Wandlerstrom
- I_g Gleichstrom
- λ Löschwinkel
- t_2 Beginn der Stabilisatorflanke

Abb. 28 Wandlerströme u - Spannungen

ohne R-C Bürde

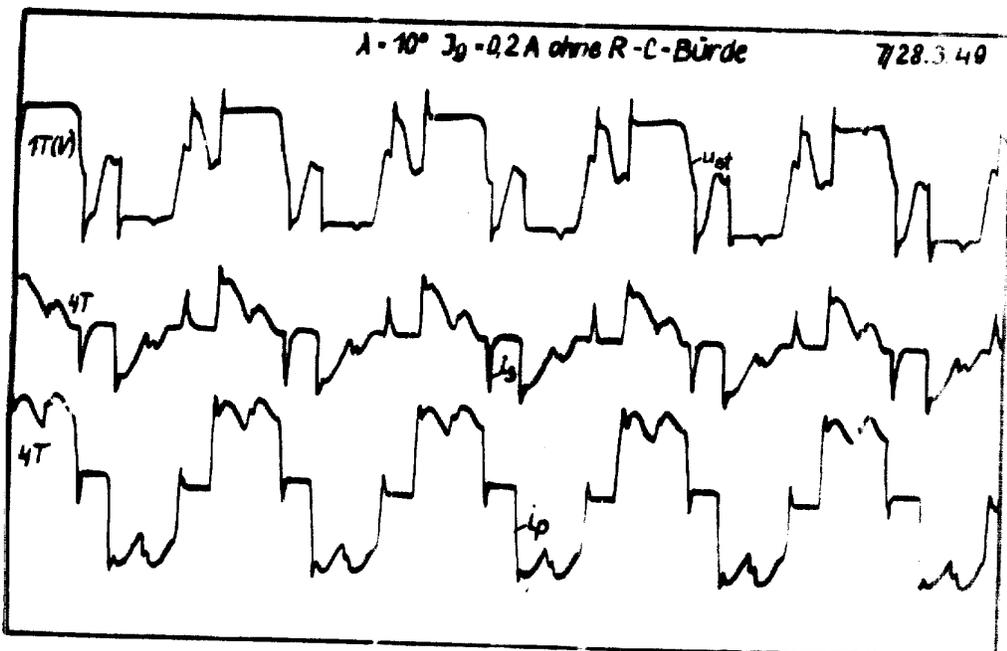
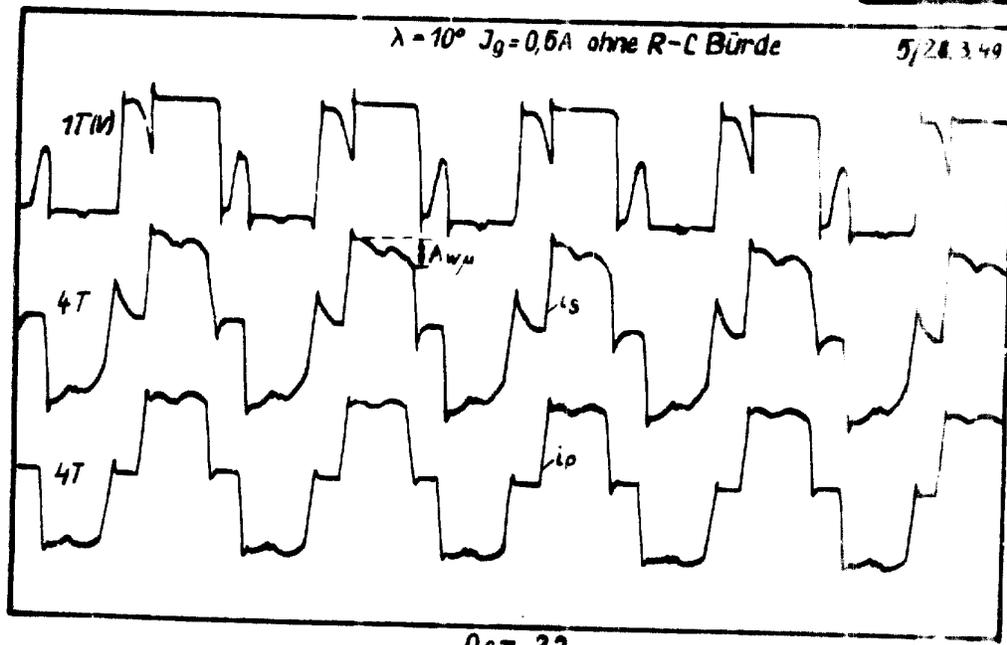


- U_{g1} Stabilisatorspannung
- i_s sekundärer Wandlerstrom
- i_p primärer Wandlerstrom
- I_g Gleichstrom
- α Lötwinke
- B_g Bürde

Abb. 29 Wandlerströme u. - Spannungen

mit L. Bürde

H203b

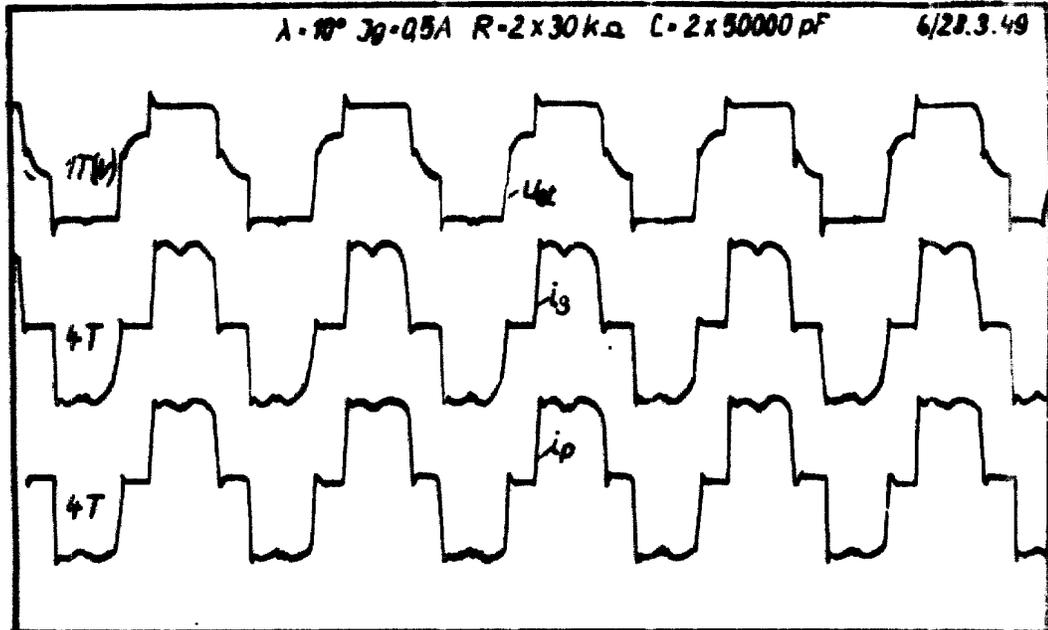


- ust Stabilisatorspannung
- is sekundärer Wandlerstrom
- ip primärer Wandlerstrom
- I_g Gleichstrom
- λ Löschwinkel
- Aw μ Amplitudenfehler durch Magnet. Strom

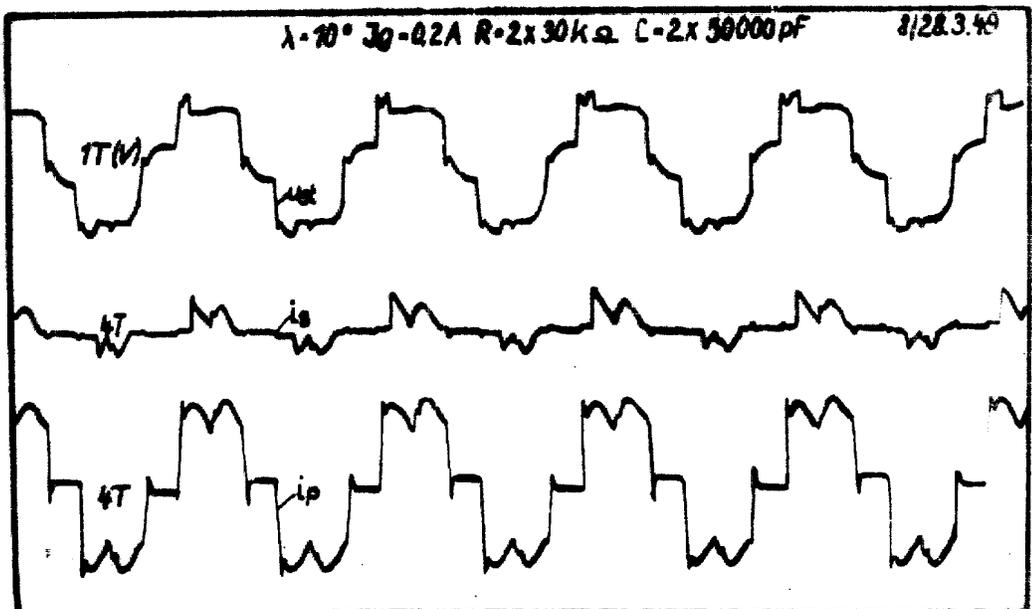
Abb. 30 Wandlerströme u.- Spannungen
ohne R-C Bürde

(100) In Größe 1:20

H203b



Osz. 24



Osz. 25

U_{st} Stabilisatorspannung I_0 Gleichstrom
 I_s sekundärer Wandlerstrom λ Löschwinkel
 I_p primärer Wandlerstrom R,C Bürde

Abb. 31 Wandlerströme u.-Spannungen
mit R-C Bürde

H203b

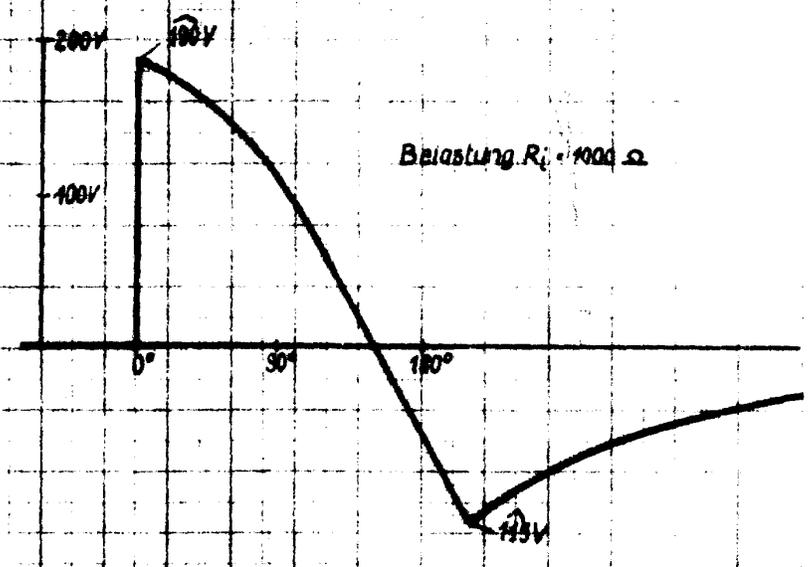
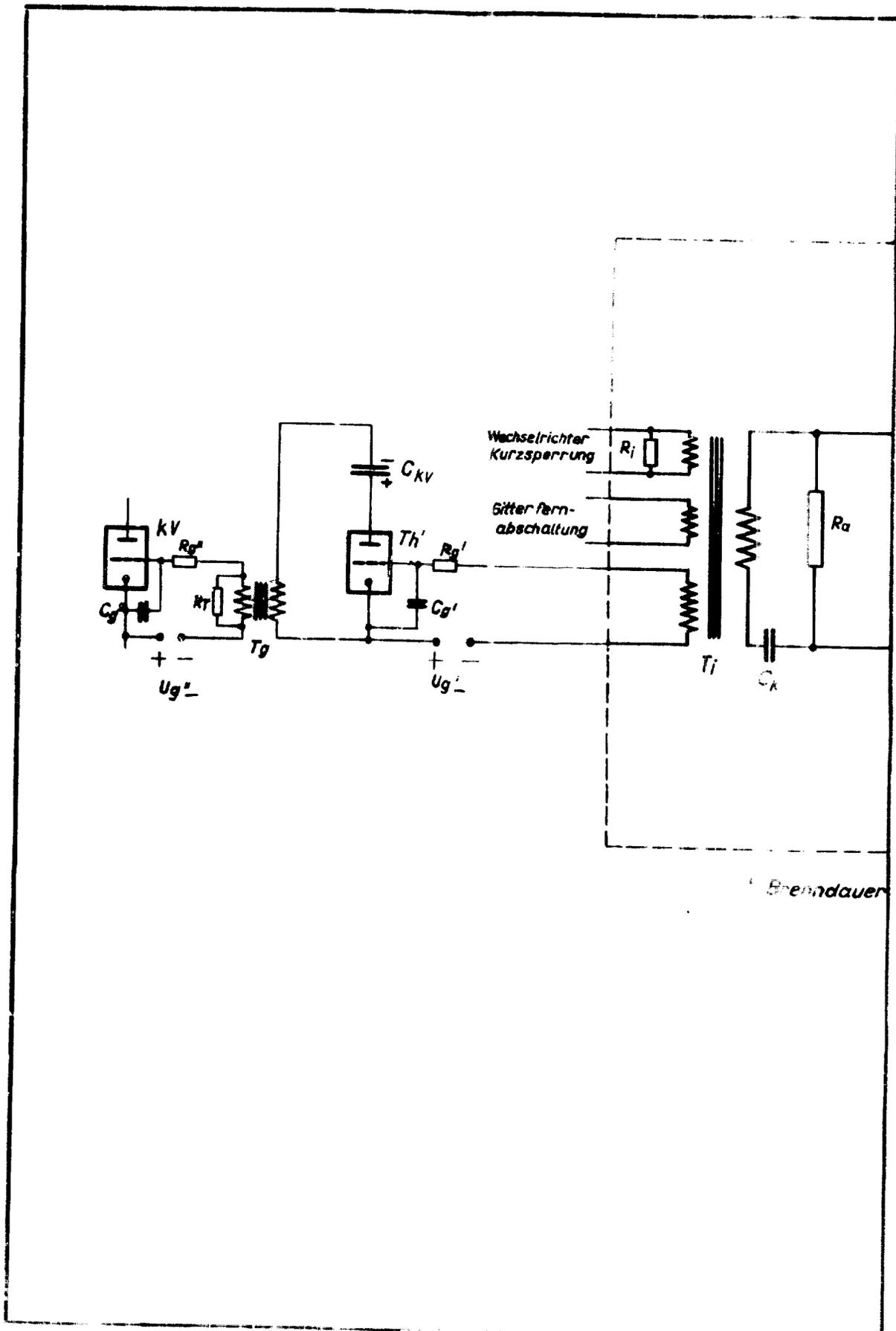
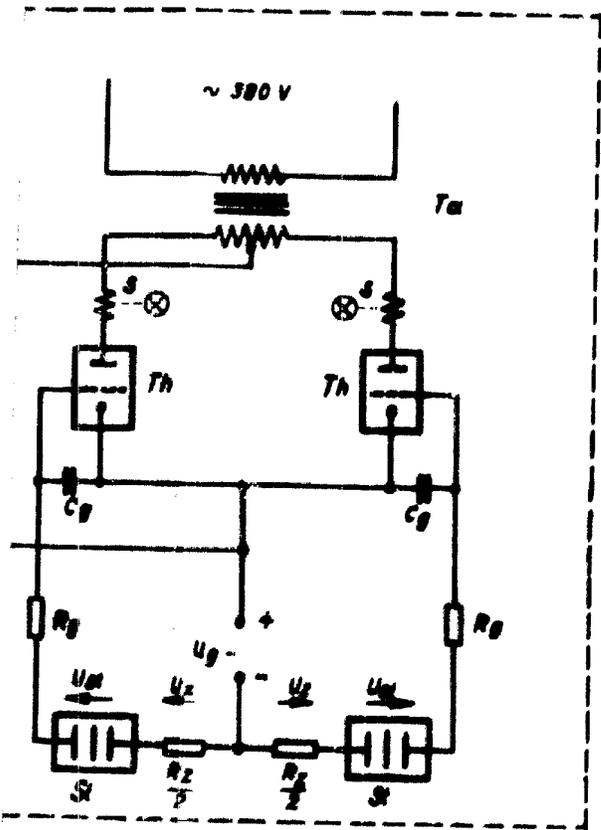


Abb. 33 Ausgangssignal der Bremsüberwachung



Brenndauer

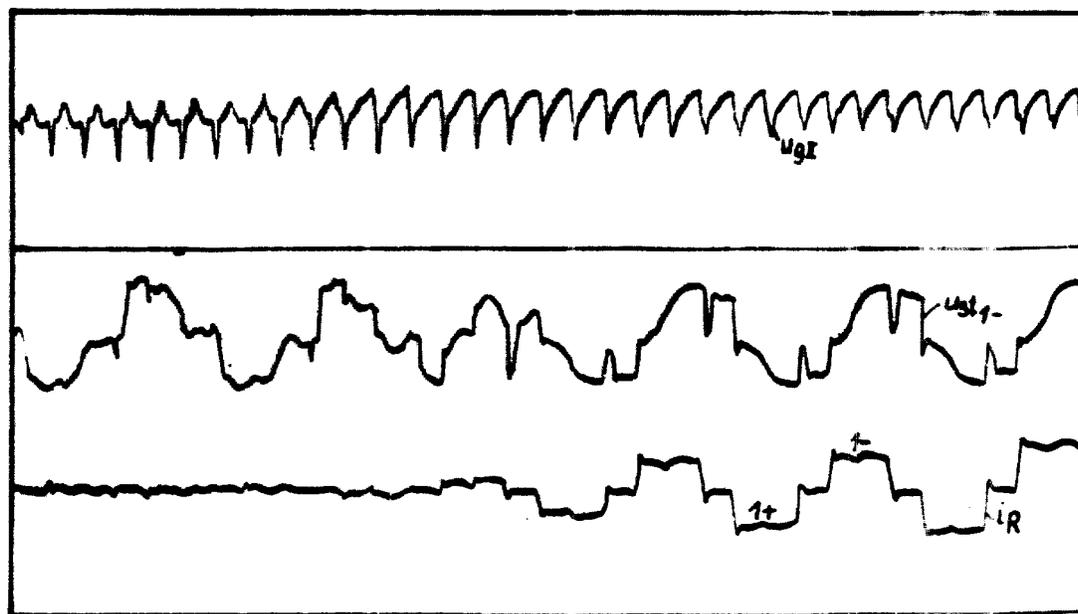
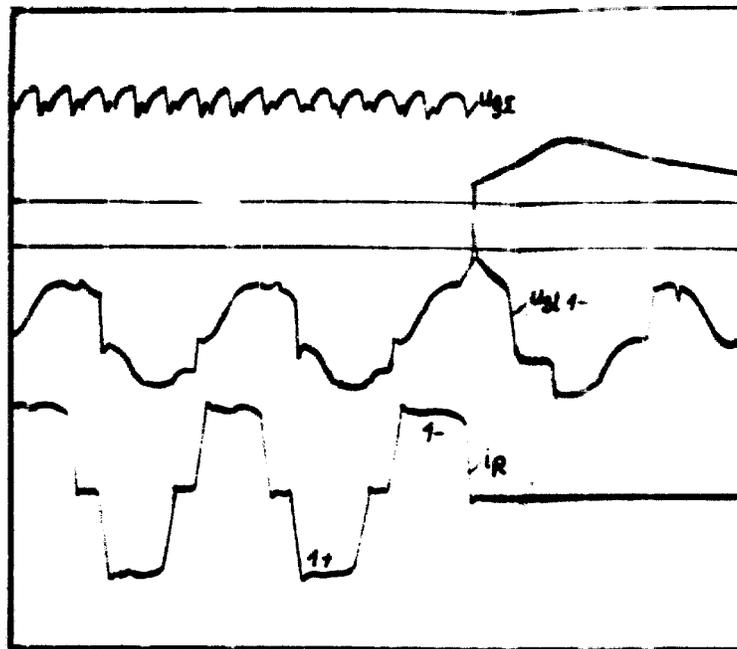
Urspr. Nr. 1000/100



n-Überwachung

- R_g Gitterwiderstand
- C_g Gitterkondensator
- U_{st} Stabilisatorspannung
- U_z Zusatzspannung
- St Stabilisator
- $R_{z/2}$ Abgriffwiderstand der Mu Drossel-Steuerung
- u_g negative Vorspannung des Impulsthyratrions
- Th Impulsthyratrion
- T_a Netztransformator
- S Signaleinrichtung
- R_a Ausgangswiderstand
- T_i Ausgangstransformator
- u_i sekundäre Impulsspannung
- R_i Abschlußwiderstand
- Th' Steuerrohr für Kurzschlußventil
- C_{kv} Ladekondensator
- KV Kurzschlußventil
- T_g Gittertransformator
- R_T Abschlußwiderstand
- C_g', C_g'' Gitterkondensatoren
- R_g', R_g'' Gitterwiderstände
- $u_g = u_g''$ negative Vorspannung

Werkstoff	Material	Gepr. Glas	Stichtromer - Bur
Maßstab	28.11.49 / H. H. H.	28.11.49 / H. H. H.	Abb. 32 / M203 b
Anoden und Ausgangskreis (Anoden und Gitterkreis nur 2phasig)			Referenz

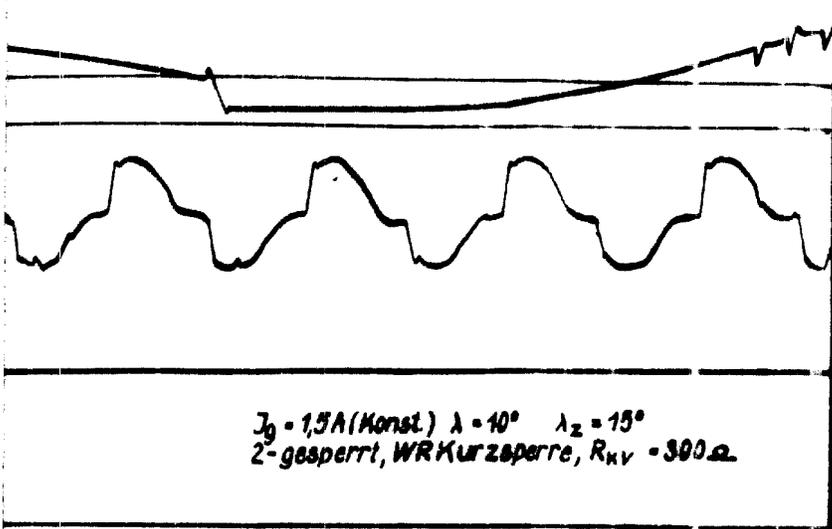


U_{gr} Wechselrichterspannung
 U_{st1-} Gitterspannung des Impulsthyratrons
Phase 1-
 iR Sekundärstrom des Haupttransformators
Phase R
 $1-, 1+$ Anodenströme der Hauptgefäße 1-, 1+ (P)

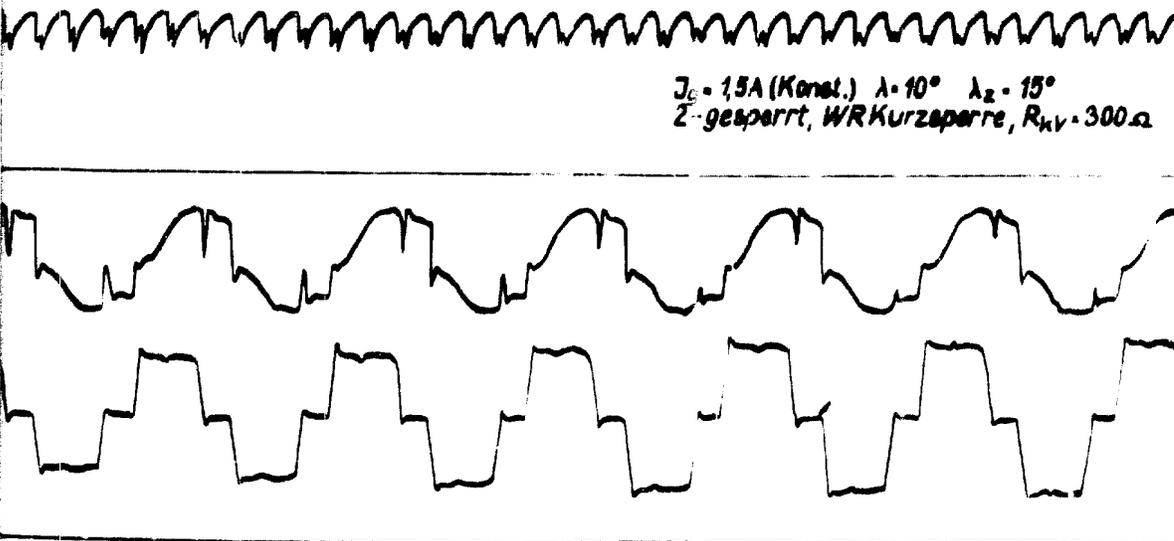
Abb. 34 Zündaussetzer

H203b

60/25.4.1949



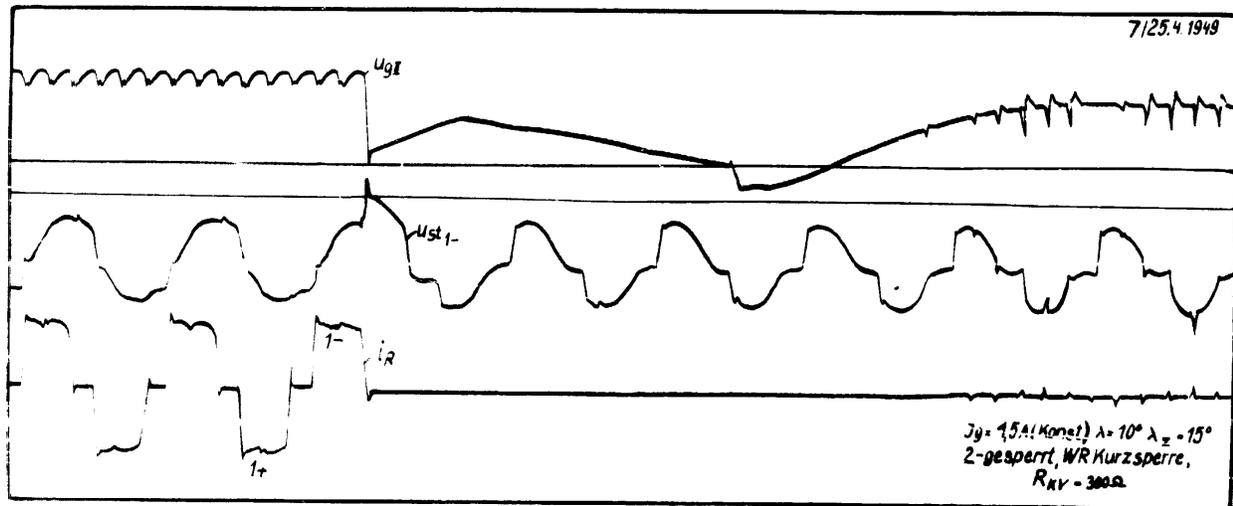
60/25.4.49



05z. 26

I_g Gleichstrom
 λ Löschwinkel
 λ_z Winkel der Zusatzspannung
 (20V-Wert auf Phasenschnittpkt. bezogen)
 R_{KV} Dämpfungswiderstand des Kurzschlußventils

des Wechselrichters

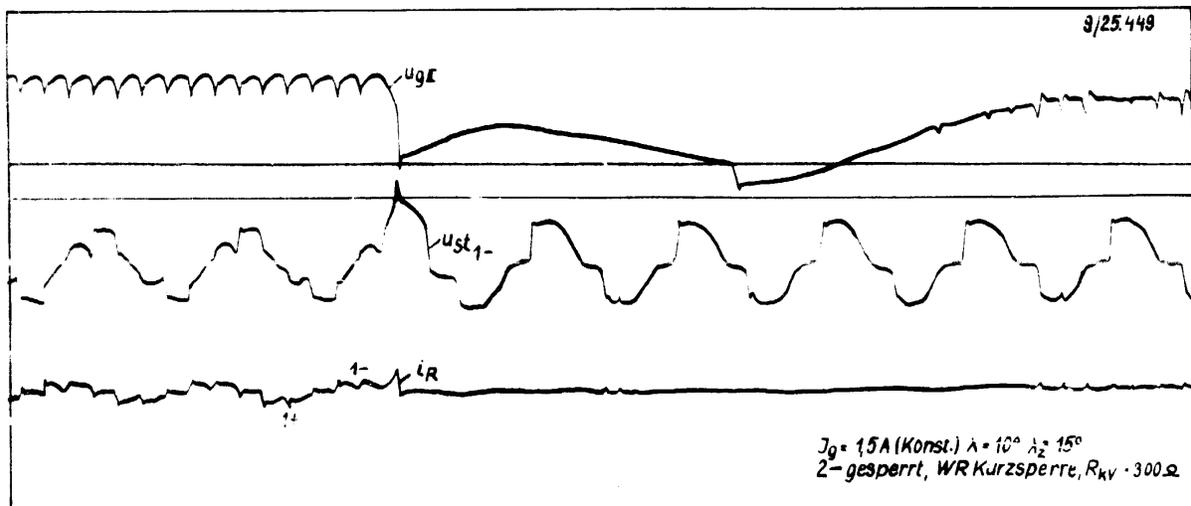


Osz. 27

u_{gI} Wechselrichterspannung	I_g Gleichstrom
u_{st1-} Gitterspannung des Impulsthyatron Phase 1-	λ Löschwinkel
i_R Sekundärstrom des Haupttransformators Phase R	λ_z Winkel der Zusatzspannung (20V-Wert auf Phasenschwipkt bezogen)
1+ Anodenströme der Hauptgefäße 1, 1+(Phase R)	R_{KV} Dämpfungswiderstand des Kurzschlußventils

Abb. 35 Zündaussetzer des Wechselrichters

H2036



0sz. 28

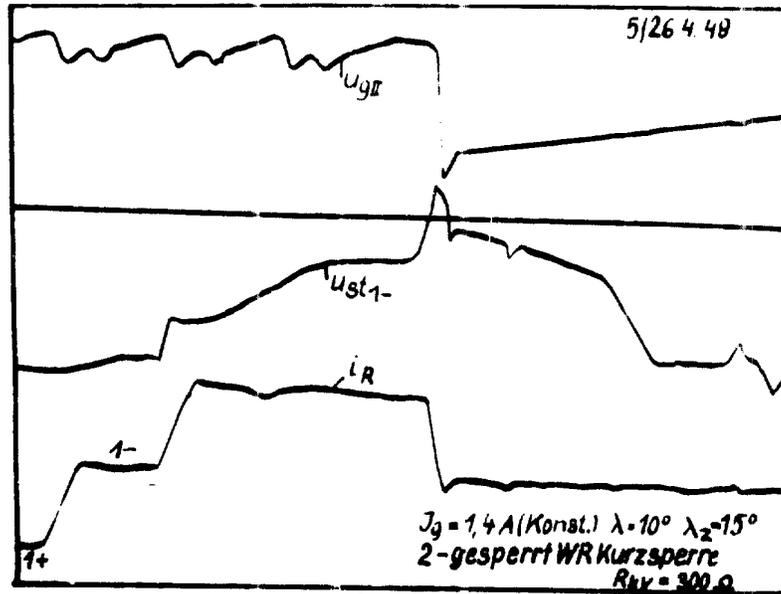
u_{gr} Wechselrichterspannung
 u_{st1} Gitterspannung des Impulsthyristrons
 Phase 1-
 i_R Sekundärstrom des Haupttransformators
 Phase R
 i_{1-} Anodenströme der Hauptgefäße 1- 1+(Phase R)

I_0 Gleichstrom
 λ Löschwinkel
 λ_2 Winkel der Zusatzspannung
 (20V-Wert auf Phasenschnittpkt bezogen)
 R_{KV} Dämpfungswiderstand des Kurzschl. Quantils

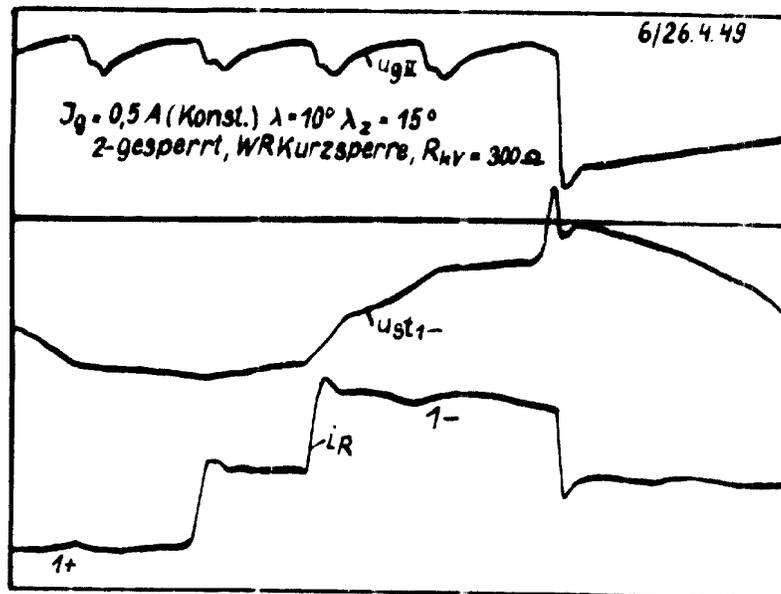
Abb. 36 Zündaussetzer des Wechselrichters

H203b

H203b



Osz. 29

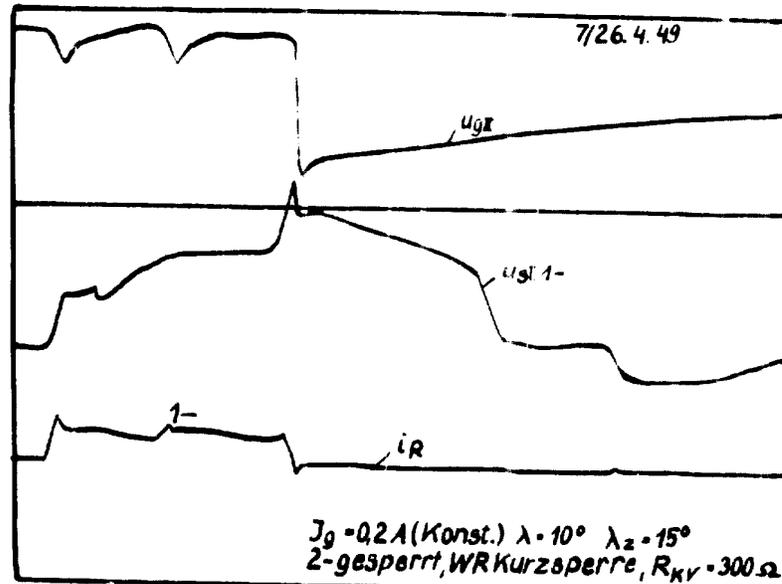


Osz. 30

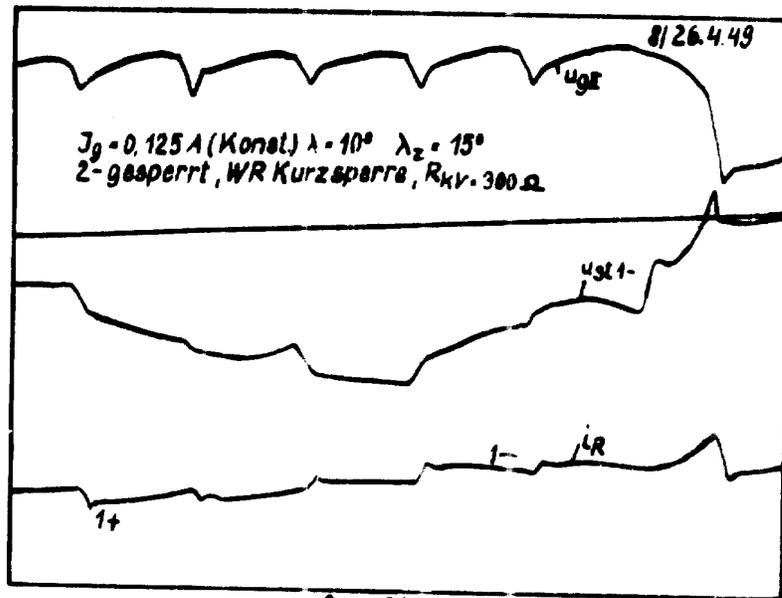
- | | |
|--|--|
| U_{gR} Wechselrichterspannung | I_g Gleichstrom |
| U_{st1-} Gitterspannung des Impuls-
thyratrons Phase 1- | λ Löschwinkel |
| i_R Sekundärstrom des Haupt-
transformators Phase R | λ_z Winkel der Zusatzspannung
(20 V-Wert auf Phasenschnittpkt. bezogen) |
| 1-, 1+ Anodenströme der Hauptge-
fäße 1-, 1+ (Phase R) | R_{kv} Dämpfungswiderstand des
Kurzschlußventils |

Abb. 37 Zündaussetzer des Wechselrichters

H203b



0sz. 31

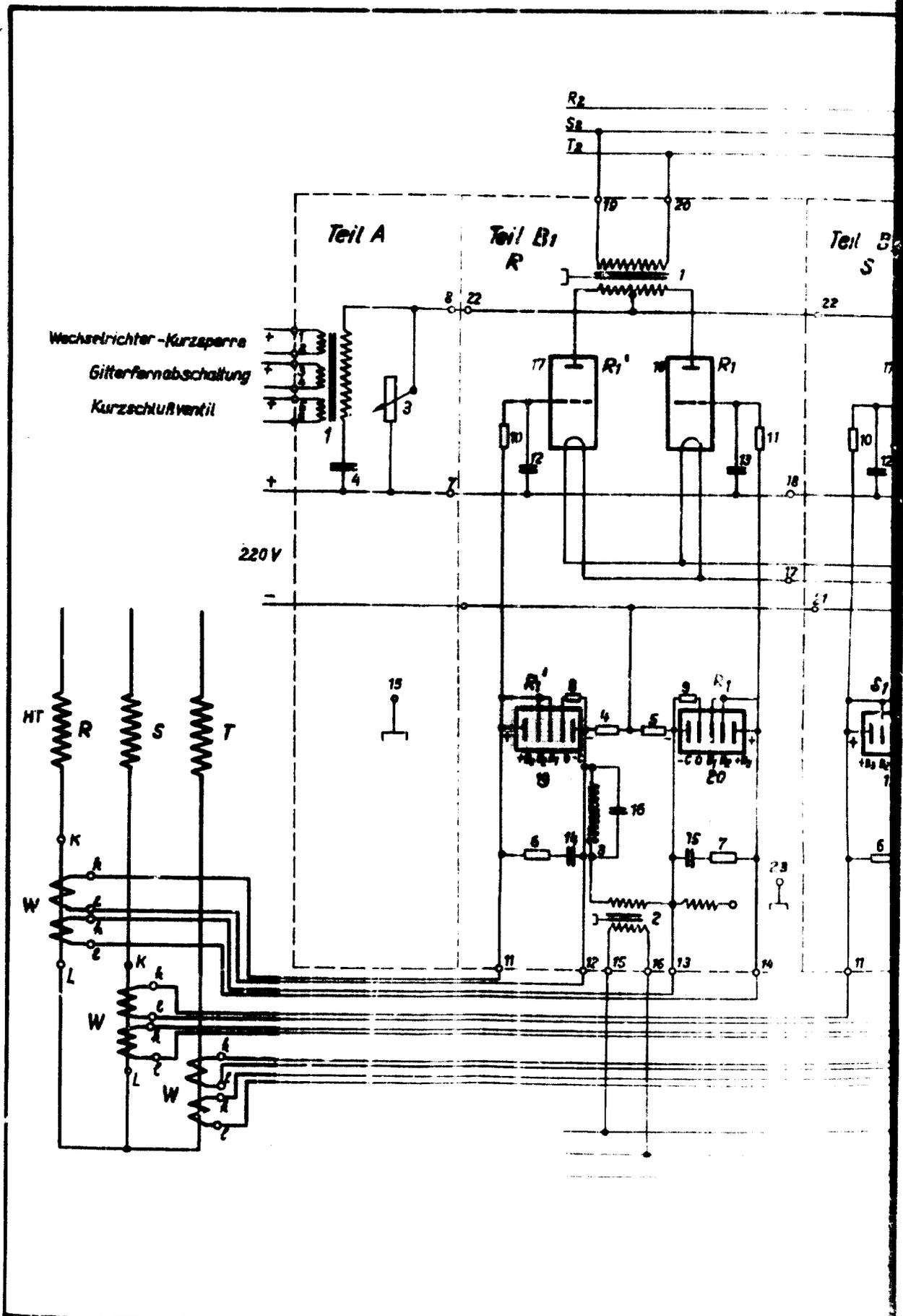


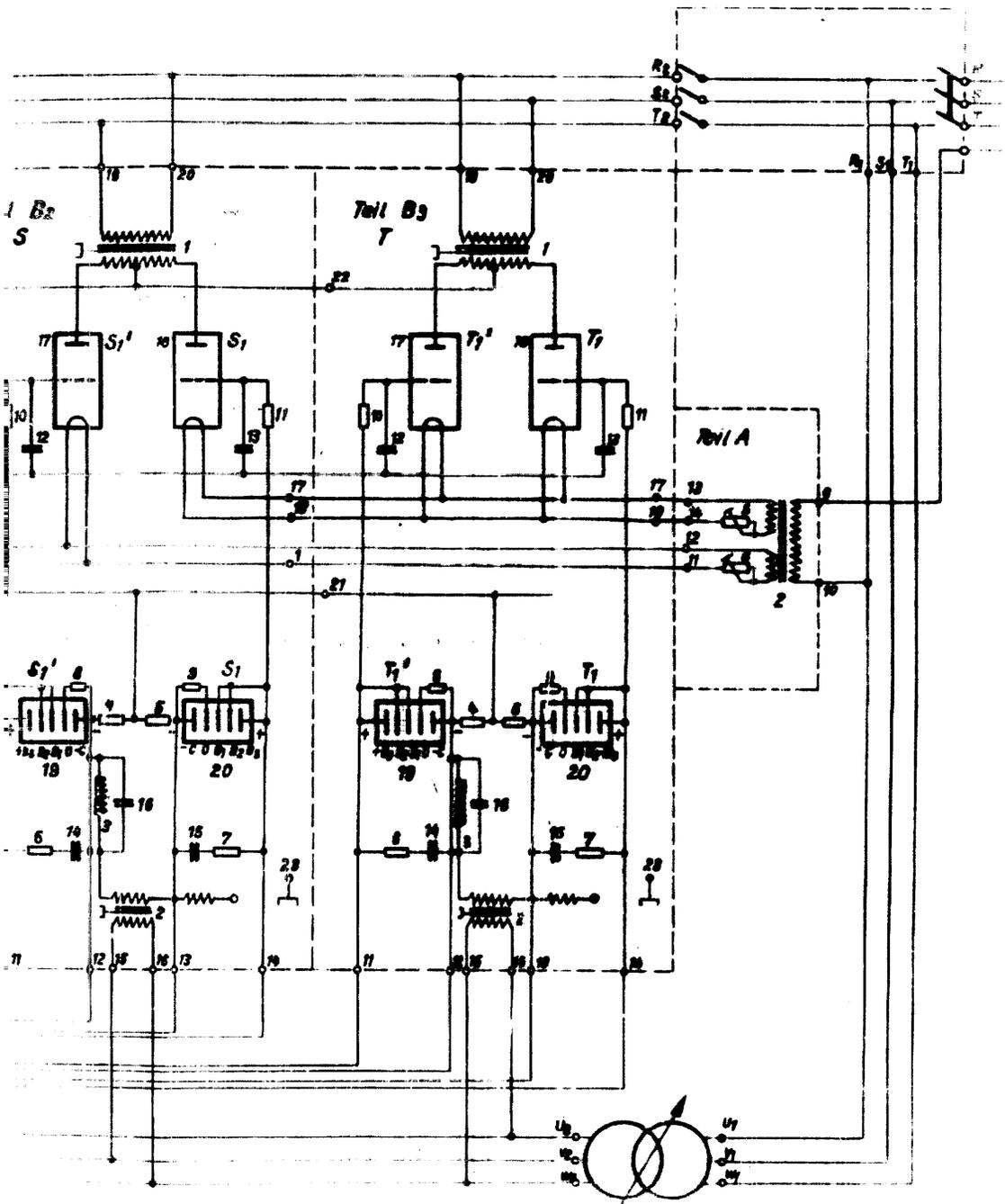
0sz. 32

u_{gz} Wechselrichterspannung
 u_{g1-1-} Bitterspannung des Impulsthyratrons Phase 1-
 i_R Sekundärstrom des Haupttransformators Phase R
 $1-, 1+$ Anodenströme der Hauptgefäße 1-, 1+ (Phase R)

I_g Gleichstrom
 λ Loschwinkel
 λ_z Winkel der Zusatzspannung (20V-Wert auf Phasenschrittpkt bezogen)
 R_{kv} Dämpfungswiderstand des Kurzschlußventils

Abb. 38 Zündaussetzer des Wechselrichters



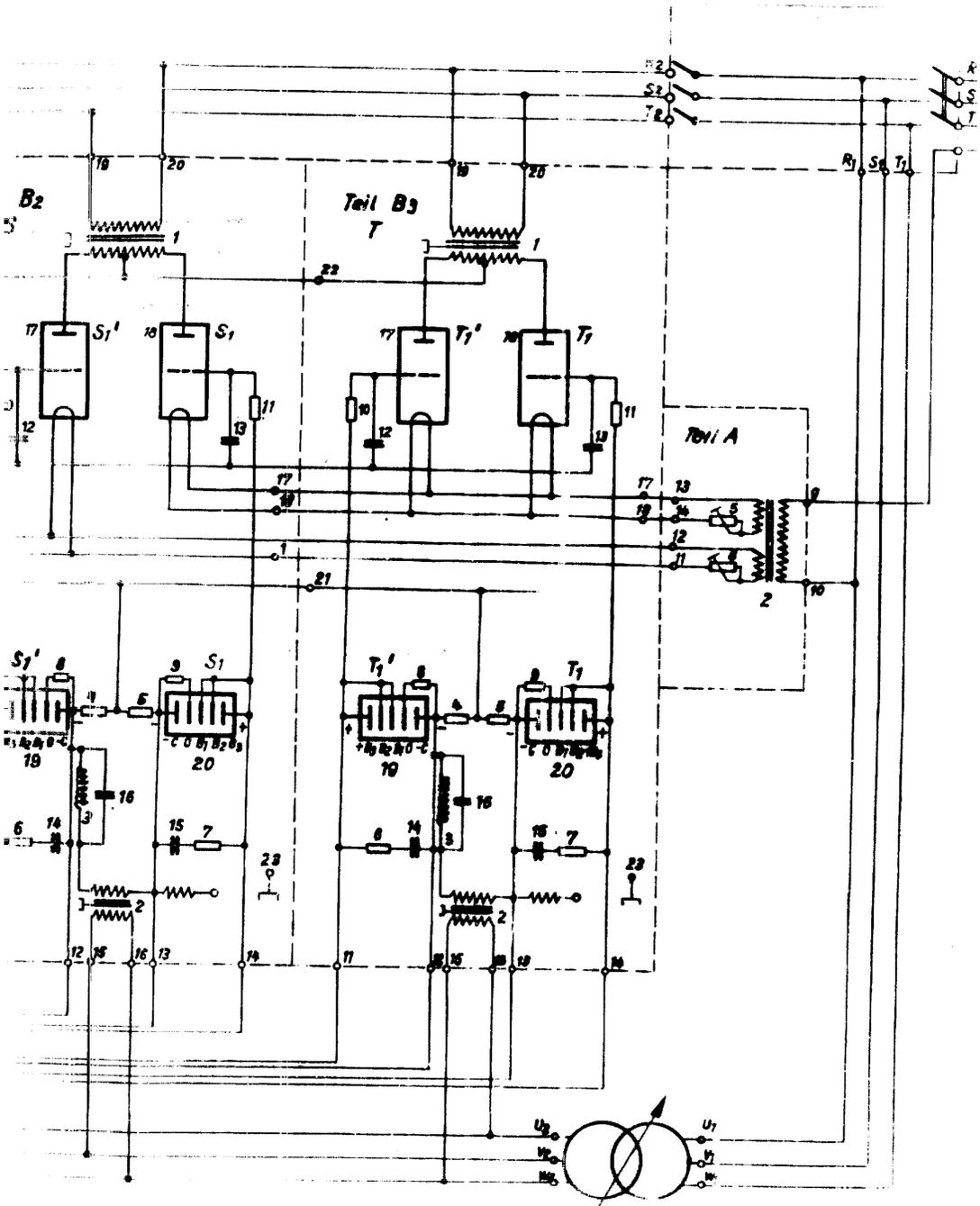


Maßstab

Stromlaufplan
der Branddauerüberwachung

Gleichrichter -

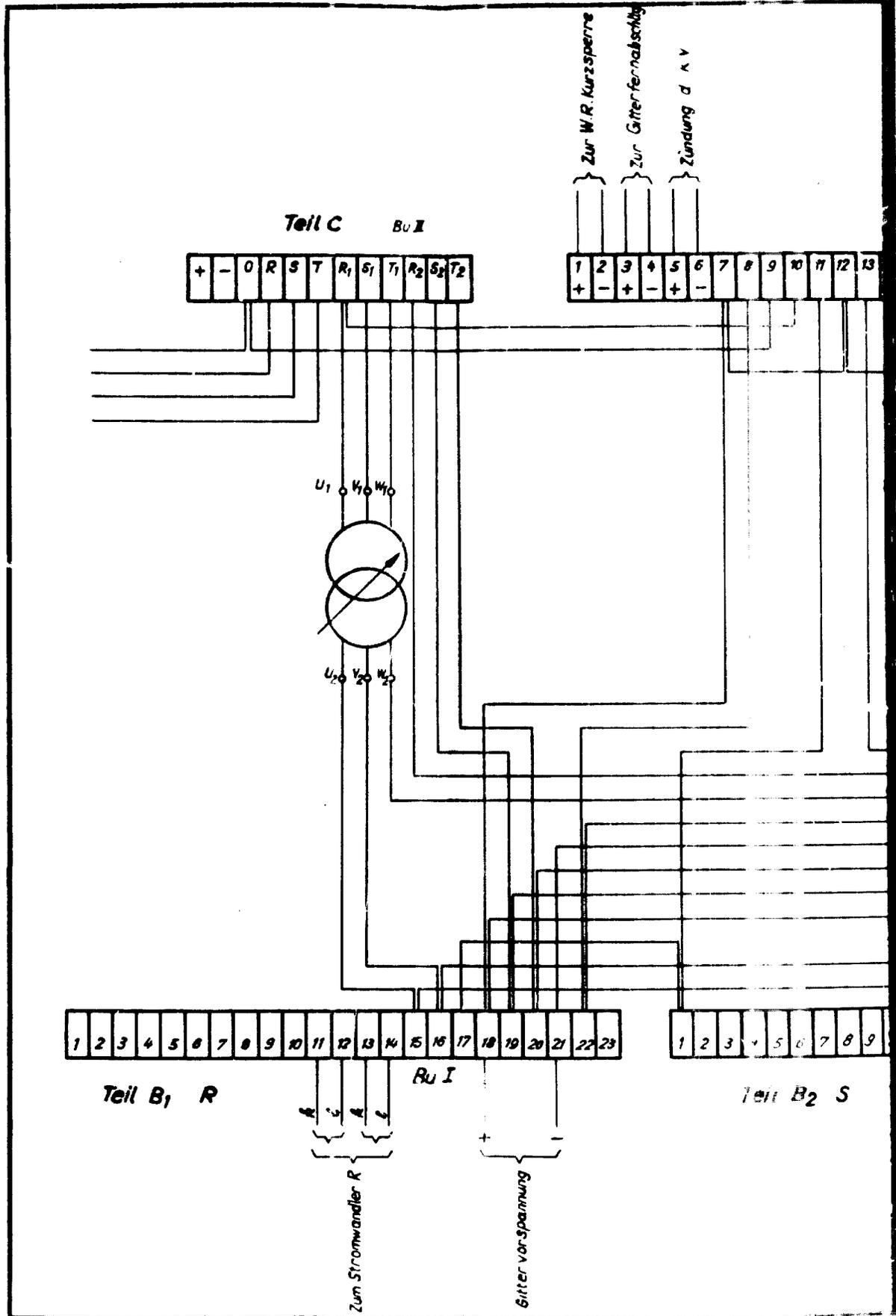
Abb 39/H20



Maßstab

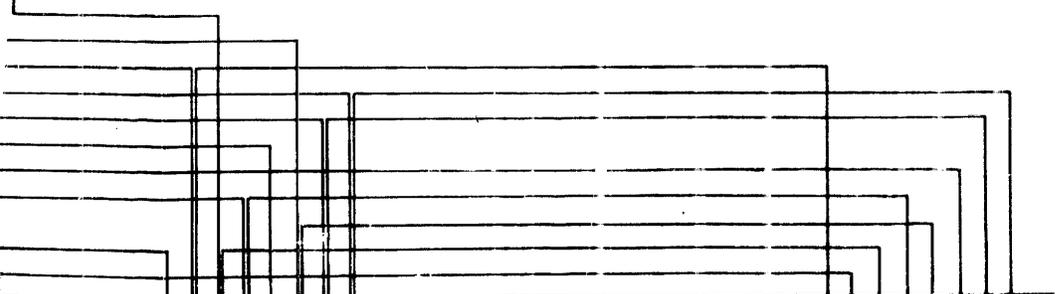
Stromlaufplan
der Branddauerüberwachung

Gleichrichter -
Abb. 39/H. 20



Teil A Bu I

13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----



9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
---	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----

Bu I

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----

Teil B₃ T

Bu I

A
B
C

A
B
C

Zum Stromwandler T

Zum Stromwandler S

<input type="checkbox"/>	Klemmschaltbild der Brenndauerüberwachung	Gleichrichter-Büro
		Abb. 40 / H 203 b
		<small>Andersung</small>

H/203b



Abb. 41

*Vorderansicht des Brenndauerüberwachungsgerätes
des GB*